

Vážení čtenáři	201
STAVEBNÍ PRVKY DRUŽICOVÉHO PŘIJÍMAČE	
Vedení	202
Koaxiální vedení	203
Mikropásková vedení	203
Vlnovodová vedení	205
Další typy vedení	206
Jednoduché přizpůsobovací články	206
Obvody družicového přijímače	207
Bezodrazová propojení	207
Filtry	209
Korektory skupinového zpoždění	214
Duplexní obvody	214
Směrové, vazební členy, rozbočovače, slučovače	215
Wilkinsonovy děliče výkonu	216
Filtry s povrchovou akustickou vlnou	217
Směšovače	218
Směšovače diodové a tranzistorové	218
Některá další zapojení	219
Atenuátory a přepínače s diodami PIN	220
Zesilovače	221
Zesilovače s diskrétními tranzistory	221
Hybridní zesilovače	222
Monolitické zesilovače	222
Oscilátory	224
Vyšetřování oscilátorů se sériovou zpětnou vazbou	224
Demodulátory FM	228
Remodulátory	231
Literatura	234
Přílohy	234
Inzerce	240

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydavatel: Vydavatelství MAGNET-PRESS, s. p.,
135 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel. 26 06 51.
Redakce: 113 66 Praha 1, Jungmannova 24, tel.
26 06 51. Šéfredaktor L. Kalousek, OK1FAC, linka
354, sekretariát linka 355.
Tiskárna: Naše vojsko, tiskárna, závod 08, 160 05 Praha
6, Vlastina ulice č. 889/23.
Rozšiřuje Poštovní novinová služba a vydavatelství
MAGNET-PRESS s. p., Objednávky přijímá každá
administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelská
střediska a administrace vydavatelství MAGNET-
PRESS s. p., 113 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel.
26 06 51-9. Pololetní předplatné 29,40 Kčs. Objednáv-
ky do zahraničí vyřizuje ARTIA, a. s., Ve smekách 30,
111 27 Praha 1.
Inzerce přijímá osobně i poštou vydavatelství MAGNET-
PRESS, inzertní oddělení, Jungmannova 24, 113 66
Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294 i redakce AR.
Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor.
Nevyžádané rukopisy nevracíme.
ISSN 0139-7087, číslo indexu 46 044.
Toto číslo má vyjít podle plánu 20. 11. 1992.
© Vydavatelství MAGNET-PRESS 1992

Vážení čtenáři,

tímto číslem končí další ročník Amatérského
radio řady B, pro konstruktéry. Děkujeme
vám, že jste nám zůstali věrni i přes množství
jiných lákadel, které přinesla „porevoluční“
doba. Díky stálému zájmu o tento časopis
nemusela redakce přistupovat během doby
k nepopulárním opatřením, jako je např.
zvýšení ceny, zmenšení rozsahu atd. I v pří-
štím roce bude tedy stát časopis stále 9,80
Kčs, bude vycházet v nezměněném rozsahu
a ve stejné grafické úpravě. V souvislosti
s vycházením časopisu nás v současné
době „trýzní“ pouze jedno: jak nám píše
čtenáři, je v některých místech stále složitěj-
ší, dokonce někdy i nemožné zakoupit časopis
na stánku nebo v prodejnách tabáku,
popř. v prodejnách PNS. Je to způsobeno
tím, že pokud tyto stánky nebo prodejny
vlastní soukromníci, je zcela na jejich vůli,
zda ten či onen časopis u vydavatelství
objednají, či nikoli. Jestliže prodejci časopis
neobjednávají, máte pouze dvě možnosti
– buď si časopis předplatit u PNS nebo
v administraci vydavatelství, nebo upozornit
toho či onoho prodejce, že máte zájem
u něho časopis kupovat. Jiná cesta není,
neboť redakce nemá možnost časopis distri-
buovat, nemá na to ani lidi, ani prostředky
a není to ani zvykem nikde na světě.

Pokud se tedy rozhodnete kupovat AR
řady B i v příštím roce, zde je ediční plán:

V čísle 1 budou probrány technické údaje
a typická zapojení nejznámějších převod-
níků A/D a D/A. Pro další čísla jsou smluvně
zajištěny tyto práce:

Antény, kabely a konektory autora Jindry
Macouna, jehož příspěvky patřily v minulosti
vždy mezi nejžádanější. Obsahem čísla
bude popis antén pro rozhlas, mobilních
radiokomunikačních antén, antén pro pás-
mo občanských radiostanic (CB), antén ze
souosých kabelů, část čísla bude věnována
porovnávání a měření antén, budou přehled-
ně uvedeny vlastnosti všech dostupných
souosých (koaxiálních) kabelů a vř souosých

konektorů a další praktické a použitelné úda-
je kolem přijímacích antén.

Operační zesilovače autora ing. Josefa
Punčocháře. Dílo bude obsahovat formou
řešených praktických úkolů vysvětlení zá-
kladních principů a vlastností nejpoužívaněj-
ších obvodů s operačními zesilovači (filtrů,
usměrňovačů, klopných obvodů, generátorů,
omezovačů, spínačů, fázovacích článků,
zdrojů proudu, převodníků atd.).

Reproduktory a výhybky trochu jinak
autora Bohumila Sýkory, jednoho z nejlep-
ších našich odborníků v nízkofrekvenční
technice. V čísle s tímto námětem budou
uvedeny moderní poznatky z konstrukce re-
produktorových soustav a jejich částí, čas-
tečně i jako reakce na ceny zahraničních (i
tuzemských) soustav, které ve své valné
většině neodpovídají jakosti těchto soustav.

Konečně autor Vojtěch Voráček se ve své
práci **Družicový příjem v praxi** věnuje
základním principům družicového příjmu
(geostacionární dráha, vyzárené výkony, po-
larizace, polární dráha), zařízením pro druž-
icový příjem (antény, závěsy antén, ozařova-
če apod.), polarizačním a kmitočtovým vý-
hybkám, satelitním přijímačům (ukázky ob-
vodových řešení, ukázky řešení tunerů, o-
vládací logiky, ovládání polarizace apod.)
a doplňkovým zařízením (stereofonní deko-
déry, systém Panda, pozicionéry, deskram-
blery apod.). V praktické části bude uveden
stavební návod na pozicionér pro přijímač
Salora XLE 8901 a na ovládání mechanické-
ho polarizéru.

Poslední z čísel je dosud v jednání. Prav-
děpodobně to bude katalog nějakých polo-
vodíkových součástek.

Protože první číslo AR řady B v příštím
roce vyjde (předběžně) kolem 20. ledna,
přeji již dnes našim čtenářům v České i Slo-
venské republice i v zahraničí mnoho zdraví,
štěstí a spokojenosti a to nejen v příštím roce
a těším se s nimi na stránkách AR řady B na
shledanou.

Luboš Kalousek

Vážení čtenáři z Prahy a okolí NEPŘEHLÉDNĚTE!

K doplnění redakčního kolektivu vypisuje redakce AR
**konkurs na místo
odborného redaktora**

Uzávěrka konkursu je 30. listopadu 1992. Vítány jsou jazykové
znalosti, předpokladem je znalost odborného názvosloví a přehled
v elektronice.

Ostatní předběžné a doplňující informace na tel. č. 26 06 51, l. 354.

STAVEBNÍ PRVKY DRUŽICOVÉHO PŘIJÍMAČE

Ing. Jiří Otýpka, CSc.

Byla doba, kdy pro většinu z nás byla koupě družicové přijímací stanice finančně nedostupná. Přestože ceny poklesly, pro amatéra je, jak se v mnohých případech ukazuje, nejzajímavější na družicové televizi technická realizace některých částí přijímacího řetězce stanice. I když čtenář Amatérského radia již měl možnost častokrát se na mnoha stránkách tohoto časopisu seznámit s celou řadou obvodových řešení družicového přijímače, předkládáme mu v tomto čísle doplňující informace o možném způsobu řešení obvodů vnitřní a vnější jednotky. Pro úplnost jsou zahrnuta do tohoto příspěvku i některá známější zapojení. Celé řady řešených problémů lze využít nejen při stavbě družicové stanice, ale i při řešení dalších problémů amatérské a profesionální praxe.

Na následujících stránkách se postupně seznámíme s popisem různých typů vedení, směrovými vazebními členy soutázkovými či kvadraturními, různými typy filtrů od „audio“ po mikrovlnné pásmo 12 GHz, seznámíme se s řešením oscilátorů, směšovačů a zesilovačů v různých kmitočtových pásmech, uvedeme i zapojení demodulátorů obrazu a zvuku a zapojení dalších obvodů, které zabezpečují funkci a kvalitu zpracování přijmutého signálu. V příloze jsou uvedeny programy pro počítač ZX Spectrum pro návrh pásmových propustí v podkritickém vlnovodu, pro návrh tranzistorových oscilátorů se sériovou zpětnou vazbou a program pro komplexně sdružené přizpůsobení tranzistorů – jsou nalezeny takové impedance zdroje a zátěže (pokud je tranzistor stabilní), které zaručují maximální zisk. Tyto programy byly odzkoušeny při řešení řady praktických problémů. Podíváme se rovněž na to, jak jsou řešeny některé vnější jednotky a uvedeme si masky pro demodulátory FM, oscilátor a masku směšovače s potlačeným zrcadlovým kmitočtem pro vstupní kmitočty 12 GHz a výstupní kmitočty 70 MHz. Je uvedena celá řada ověřených obvodů, doplněných obrázky či naměřenými parametry; v několika málo případech je uveden pouze návrh, který nebyl ověřen. Další poznatky nalezne čtenář v uvedené literatuře.

Vedení

Šíření elektromagnetické energie je závislé na prostředí, ve kterém se vlnění šíří a na způsobu vybudování vlnění. Vedení používáme k přenosu signálu nebo částí vedení k vytvoření obvodů s požadovanými vlastnostmi.

Neohraňované prostředí, sférická vlna

V oblasti vzdálené od zdroje elektromagnetické energie můžeme mluvit rovněž o rovinové vlně. Ideální sférickou vlnu stěží vytvoříme, ale v omezeném prostorovém úhlu sférickou vlnu prakticky vytváří každý vysílač. Bez deformací vnějším prostředím vytváří takovou vlnu družicový vysílač.

Kdyby vysílač vysílal skutečnou sférickou vlnu, neovlivněnou směrovostí antény a dodával na vstup všesměrového zářiče výkon

P_{ANT} , byl by dopadající výkon ve velké vzdálenosti r na kolmou rovinu o ploše S

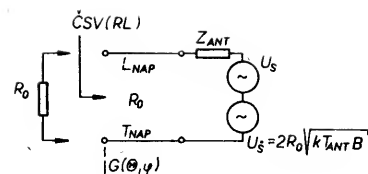
$$P_{REC} = \frac{P_{ANT}}{4\pi r^2} S$$

Anténa vyzářený výkon rozděljuje do jednotlivých směrů (obr. 1) podle své směrové charakteristiky $G(\theta, \varphi)/G(0,0)$. Výkon dopadající potom na oblast, která se nachází ve směru (θ, φ) a má plochu S , je

$$P_{REC} = \frac{P_{ANT}}{4\pi r^2} G(\theta, \varphi) S$$

Součin výkonu dodávaného do antény a zisku antény v daném směru označujeme EIRP – efektivní izotropně vyzářený výkon: $EIRP = P_{ANT} G(\theta, \varphi)$. Takový výkon by tedy musel mít izotropní zářič, abychom dostali stejnou plošnou výkonovou hustotu. EIRP je parametr běžně uváděný pro jednotlivé družicové systémy v závislosti na místě příjmu a umožňuje na základě vlastností přijímací antény určit velikost signálu na jejím výstupu. To vše za předpokladu, že vysílaná vlna není na své cestě zeslabena vlivem vlastností prostředí (obr. 1).

Tolik k vysílání antén. U přijímací antény potřebujeme znát plochu antény a její celkovou účinnost nebo zisk $G(0,0)$ pro určení velikosti přijímaného signálu, dále přizpůsobení na přírubě napáječe a ekvivalentní šumovou teplotu na přírubě napáječe. Ta je ovlivněna velikostí vložných ztrát napáječe a zdroji šumu v jednotlivých směrech vyzářovací charakteristiky antény. Je-li anténa dob-



Obr. 2. Náhradní schéma přijímací antény

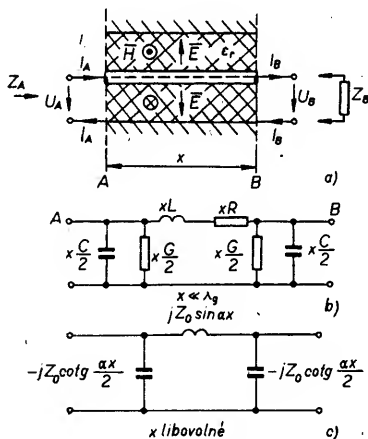
ře přizpůsobena, lze pro celkovou ekvivalentní šumovou teplotu antény $T_{\Sigma ANT}$ na přírubě ozařovače psát (obr. 2)

$$T_{\Sigma ANT} = \frac{(L_{NAP}-1) T_{NAP} + T_{ANT}}{L_{NAP}}$$

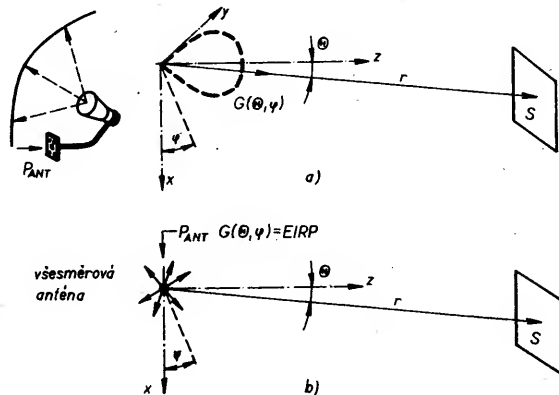
kde T_{ANT} je šumová teplota určená z vnějších zdrojů šumu a směrové charakteristiky, T_{NAP} je fyzická teplota napáječe a L_{NAP} je vložný útlum napáječe.

Vedení s vlnou TEM

Můžeme říci, že jsou to vedení, pomocí nichž můžeme přenášet i stejnosměrný proud, obr. 3a. V nejjednodušším případě



Obr. 3. Vedení s vlnou TEM; a) fyzické provedení, b) náhradní schéma pomocí soustředěných prvků, c) náhradní schéma bezztrátového vedení



Obr. 1. Šíření signálu ze směrové a ekvivalentní všesměrové antény

postačuje k určení parametrů řešit okrajovou úlohu pro statické rozložení elektrického nebo magnetického pole v návaznosti na diferenciální rovnice šíření vlny. Takové vedení lze tedy charakterizovat v jednotkové délce indukčností L , kapacitou C , odporem R a svodem G . Šíření vlny na vedení potom řešíme za předpokladu, že vedení je složeno z nekonečného počtu dvojbranů se soustředěnými parametry. Tyto dvojbrany (obr. 3b) odpovídají elementárním úsekům výchozího vedení.

Pro vedení se zanedbatelnými ztrátami je vlnová impedance

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{vC} = vL \quad [\Omega; \text{H/m, F/m, m/s}],$$

konstanta šíření (fázová konstanta)

$$\alpha = \omega \sqrt{LC} = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad [\text{rad/m}],$$

a rychlost šíření

$$v = \frac{\omega}{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad [\text{m/s}],$$

kde λ_g je vlnová délka v daném prostředí a ω je úhlový kmitočet.

Není-li ve vedení magnetický materiál, ale pouze dielektrikum, lze výše uvedené parametry vyjádřit z řešení okrajové úlohy pro elektrické pole:

$$Z_0(\epsilon_r) = 120 \pi \sqrt{\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r = 1)} \frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r)}} = \frac{Z_0(\epsilon_r = 1)}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}},$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}}, \quad \lambda = \frac{v_0}{f} \quad [\text{m}] \quad v = \frac{v_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{ef}}}}$$

$$\epsilon_{\text{ef}} = \frac{\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r = 1)}}{\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r)}} = \left| \begin{array}{l} \text{celý prostor} \\ \text{vedení} \\ \text{zaplněn} \\ \text{dielektrikem} \end{array} \right| = \epsilon_r$$

kde f je kmitočet, v_0 je rychlost šíření vlnění ve vakuu ($3 \cdot 10^8$ m/s), λ vlnová délka ve vakuu, ϵ_{ef} je efektivní permitivita, ϵ_0 permitivita vakua, ϵ_r je permitivita materiálu, jenž částečně či zcela zaplňuje prostor vedení. Kapacita na jednotku délky vedení $C(\epsilon_r = 1)$ je určena, je-li prostor vedení bez vloženého dielektrika, kapacita $C(\epsilon_r)$ odpovídá vloženému dielektriku.

V reálném vedení existují ztráty a to vlivem konečné vodivosti vedení a ztráty ve vloženém dielektriku. Pro celkovou konstantu útlumu β_c lze psát

$$\beta_c = \beta_v + \beta_d \quad [\text{Np/m}],$$

kde β_v je útlum na jednotku délky vlivem ztrát ve vodičích, β_d je útlum způsobený ztrátami v dielektriku. Při malých ztrátách můžeme psát

$$\beta_v = \frac{R}{2Z_0} = \frac{\alpha}{2Q_v} \quad [\text{Np}],$$

$$\beta_d = \frac{G}{2Y_0} = \frac{\alpha}{2Q_d} = \frac{1}{2} \tan \delta \quad [\text{Np}],$$

kde

$$Q_v = \frac{\omega L}{R}, \quad Q_d = \frac{\omega C}{G}$$

a $\tan \delta$ je tangenta ztrátového úhlu v dielektriku. Celkový činitel jakosti nezátčeného vedení, které se použije jako rezonátor, je

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_v} + \frac{1}{Q_d}$$

Při velkých Q_0 není třeba opravovat výše uvedené výrazy pro konstantu šíření a vlnovou impedanci.

Útlum β místo v Np/m vyjadřujeme často v dB/m. Pak platí

$$\beta_{\text{dB}} = 8,686 \beta_{\text{Np}}.$$

Je-li vedení dlouhé x metrů, je celkový útlum na vedení v decibelech

$$\beta_{\text{dB}} = 8,686 x \beta_c \quad [\text{dB; m, Np/m}].$$

Otevřená vedení vykazují ještě útlum v důsledku vyzařování. Celkovou konstantu útlumu β_c určíme nejjednodušší měření.

Libovolně dlouhý úsek vedení lze popsat rovněž jeho ekvivalentním náhradním schématem (obr. 3c). Prvky obvodu – indukčnost a kapacity – jsou obecně kmitočtové závislé, pouze je-li volen velmi krátký úsek vedení, je toto náhradní schéma tvořeno soustředěnými, kmitočtově nezávislými prvky. Náhradní schéma můžeme efektivně použít při řešení celé řady problémů. Jedním z nich může být to, že k optimalizaci obvodu s vedením máme k dispozici pouze program, který může pracovat jen se soustředěnými prvky.

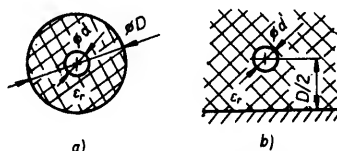
Pro transformace impedancí mezi dvěma branami na vedení o vlnové impedanci Z_0 a o délce úseku x platí

$$Z_A = \frac{\frac{Z_B}{Z_0} \cos \alpha x + j \sin \alpha x}{\cos \alpha x + j \frac{Z_B}{Z_0} \sin \alpha x} Z_0.$$

Z tohoto vztahu vyplývají důležité vlastnosti úseků vedení v úzkém kmitočtovém pásmu. Uvedeme si je později.

Koaxiální souosé vedení, válcové vedení nad deskou

Koaxiální vedení (obr. 4a) používáme pro přenos signálu ve formě koaxiálních (souo-



Obr. 4. Koaxiální vedení a vedení nad rovnou deskou

sých) kabelů a jako stavební prvek vysokofrekvenčních obvodů. Pro vlnovou impedanci lze psát

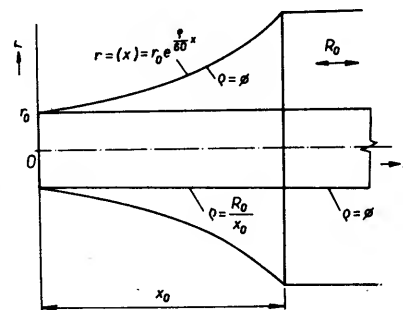
$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d}.$$

Použijeme-li koaxiální rezonátor, je třeba odhadnout jeho nezátčený činitel jakosti Q_0 . K tomu je třeba znát ztrátový úhel δ , pokud je použit dielektrický materiál, a útlum způsobený konečnou vodivostí. Pro měděný vodič dostáváme

$$\beta_{\text{dB}} = 1,9 \cdot 10^{-4} \sqrt{\epsilon_r} \sqrt{f} \frac{1 + D/d}{d \ln D/d} \quad [\text{dB/m; GHz, m}]$$

Válcové vedení (obr. 4b) nad deskou se velmi často používá v oblasti pásma UKV při realizaci celé řady obvodů. Vlnová impedance je dána vztahem

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left[\frac{D}{d} \left(1 + \sqrt{1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2} \right) \right]$$



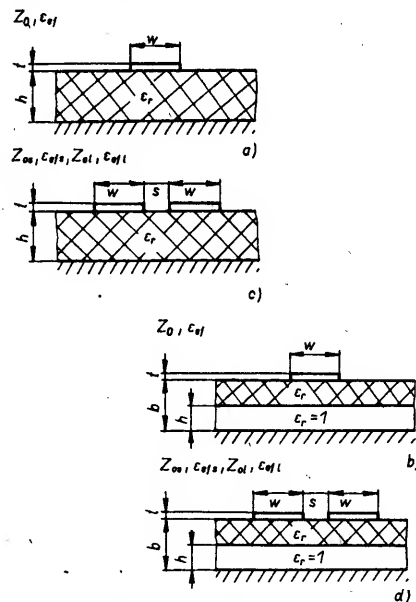
Obr. 5. Bezodrazový koaxiální zakončovací odpor

Bezodrazovou koncovku v koaxiálním vedení potřebujeme nejen při měření, ale i při realizaci směrových odbočnic, sdružovačů apod. Realizujeme ji podle obr. 5. Použitý rezistor nesmí mít adjustační, vypálené drážky: vhodný je např. typ TR 191, který lze používat až do kmitočtu 12 GHz.

Mikropáskové vedení

Mikropáskové vedení realizovaná na různých dielektrických podložkách se používají v hybridních mikrovlnných obvodech. Pokud je jak výška mikropásku nad vodivou podložkou, tak šířka mikropásku podstatně menší než vlnová délka vlny v prostředí odpovídajícím dielektrickým podložce, je vybuzen pouze základní vid TEM.

Kromě uspořádání, kdy je prostor pod vodivým páskem zcela zaplněn dielektrikem (obr. 6a), se pro zmenšení ztrát používá i tzv. zavěšené (nesené) mikropáskové vedení (suspended substrate) – obr. 6b.



Obr. 6. Vedení na dielektrické podložce; a) jednoduché vedení, b) vedení na zavěšené podložce, c) vázané vedení, d) vázané vedení na zavěšené podložce

Ke konstrukci směrových vazebních členů, některých typů pásmových propustí aj. obvodů se používají vázaná mikropásková vedení – obr. 6c, případně pro zmenšení ztrát a zvětšení směrovosti vazebních členů se mohou používat zavěšená mikropásková vedení – obr. 6d.

Tab. 1. Vlnová impedance a zkrácení vlnové délky na mikropáskovém vedení ($t/h = 0$)

ϵ_r	1		2,2		2,53		2,65		4		10	
w/h	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0
0,1	270,5	1	207,1	0,766	196,4	0,726	193,2	0,714	163,3	0,604	106,9	0,411
0,2	222,9	1	170,9	0,767	162,1	0,727	159,4	0,715	134,8	0,605	89,6	0,404
0,3	198,5	1	151,7	0,765	143,8	0,725	141,4	0,713	119,4	0,602	79,2	0,399
0,4	181,5	1	138,3	0,762	131,1	0,722	128,9	0,710	108,7	0,599	71,9	0,396
0,5	168,3	1	127,9	0,760	121,2	0,720	119,1	0,708	100,4	0,597	66,2	0,392
0,6	157,7	1	119,5	0,758	113,2	0,718	111,3	0,706	93,7	0,594	61,6	0,390
0,7	148,7	1	112,4	0,756	106,4	0,716	104,6	0,704	88,0	0,592	57,7	0,387
0,8	141,0	1	106,4	0,754	100,6	0,714	98,9	0,702	83,2	0,590	54,3	0,384
0,9	134,2	1	101,0	0,753	95,6	0,712	93,9	0,700	78,9	0,588	51,4	0,382
1,0	128,2	1	96,3	0,751	91,1	0,710	89,5	0,698	75,1	0,586	48,8	0,380
1,2	117,9	1	88,2	0,748	83,4	0,707	82,0	0,695	68,7	0,583	44,4	0,376
1,4	109,4	1	81,6	0,745	77,1	0,704	75,7	0,692	63,4	0,579	40,8	0,372
1,6	102,2	1	76,0	0,743	71,7	0,702	70,5	0,689	58,9	0,576	37,7	0,369
1,8	96,0	1	71,1	0,741	67,1	0,699	65,9	0,687	55,1	0,574	35,1	0,366
2,0	90,6	1	66,9	0,739	63,1	0,697	62,0	0,685	51,7	0,571	32,9	0,364
2,25	84,7	1	62,3	0,736	58,8	0,694	57,7	0,682	48,1	0,569	30,5	0,361
2,5	79,6	1	58,4	0,734	55,1	0,692	54,1	0,679	45,0	0,566	28,4	0,358
2,75	75,1	1	55,0	0,732	51,8	0,690	50,8	0,677	42,3	0,564	26,6	0,355
3,0	71,1	1	51,9	0,730	48,9	0,688	48,0	0,675	39,9	0,561	25,0	0,353
3,25	67,6	1	49,2	0,728	46,3	0,686	45,5	0,673	37,8	0,559	23,6	0,351
3,5	64,4	1	46,8	0,727	44,0	0,684	43,2	0,671	35,9	0,557	22,4	0,349
4,0	58,9	1	42,6	0,724	40,1	0,681	39,3	0,668	32,6	0,554	20,3	0,346
4,5	54,3	1	39,1	0,721	36,8	0,678	36,1	0,665	29,9	0,551	18,5	0,343
5,0	50,4	1	36,2	0,719	34,0	0,676	33,4	0,663	27,6	0,549	17,1	0,342
5,5	47,0	1	33,7	0,717	31,7	0,673	31,1	0,661	25,7	0,546	15,8	0,339
6,0	44,1	1	31,5	0,715	29,6	0,672	29,1	0,659	24,0	0,544	14,7	0,337
7,0	39,3	1	27,9	0,712	26,2	0,668	25,7	0,655	21,2	0,541		
8,0	35,4	1	25,1	0,709	23,5	0,665	23,1	0,652	19,0	0,538		
9,0	32,2	1	22,8	0,707	21,4	0,663	21,0	0,650	17,2	0,535		
10	29,6	1	20,9	0,705	19,6	0,661	19,2	0,648	15,8	0,533		

Pro některá z těchto vedení lze nalézt různé přesné explicitní výrazy, určující jejich základní parametry, tj. vlnový odpor Z_0 a efektivní relativní permitivitu ϵ_{ef} . Pro symetrická vázaná vedení postačují tytéž parametry, avšak pro dva různé způsoby vybudování vázaných vedení: tzv. sudé – souhlasné vybudování, kdy je na obou vedeních v daném místě podél směru šíření stejné napětí a druhý případ – nesouhlasné vybudování, kdy se napětí liší pouze polaritou. V každém z uvedených případů se vázaná vedení rozpadnou na dvě nezávislá vedení. Užitím principu superpozice lze potom řešit libovolný případ vybudování vázaných vedení.

Přehled metod používaných k určení parametrů mikropáskových vedení, jejich rozvinutí a vypracování variační metody pro vázaná vedení včetně programu v jazyku FORTRAN je uvedeno v [4]. Aproximace těchto výsledků polynomem je uvedena v [5]. Na základě variační metody byla spočítána většina parametrů pro jednoduchá mikropásková vedení – tab. 1. Pro zavěšená jednoduchá i vázaná vedení byly pro tuto práci odvozeny na základě [4] variační výrazy, umožňující určit jak Z_0 , tak ϵ_{ef} . Tato řešení (i když s poněkud menší přesností) v sobě zahrnují jako mezní případ i dříve odvozená řešení pro jednoduchá i vázaná vedení.

Pro jednotlivá vedení je

$$Z_0 = 120 \pi \sqrt{\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r = 1)} \cdot \frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r)}}$$

$$\epsilon_{\text{ef}} = \left(\frac{v_0}{v} \right)^2 = \frac{\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r = 1)}}{\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r)}}$$

Pro jednoduché a souhlasné či nesouhlasné vybudované vázané vedení je třeba určit hodnoty funkcí

$$\Phi_1(x) = \frac{1 - e^{-2x}}{2}$$

$$\Phi_{\text{ef}}(x) = \frac{(\epsilon_r + 1)(1 - e^{-2x}) - (\epsilon_r - 1)(e^{-2x \frac{h}{b}} - e^{-2x(1 - \frac{h}{b})})}{(\epsilon_r + 1)^2 - (\epsilon_r - 1)(e^{-2x \frac{h}{b}} - e^{-2x}) - (\epsilon_r - 1)^2 e^{-2x(1 - \frac{h}{b})}}$$

dále pro jednoduché vedení

$$F_j(x) = \left[\frac{2 \sin \frac{x}{2} \frac{w}{b}}{\frac{x}{2} \frac{w}{b}} - \left(\frac{\sin \frac{x}{4} \frac{w}{b}}{\frac{x}{4} \frac{w}{b}} \right)^2 \right]^2$$

pro vázaná vedení, sudé – souhlasné vybuzení

$$F_s(x) = 8 \left[\frac{\sin x \left(\frac{x}{2b} + \frac{w}{b} \right) - \sin x \frac{x}{2b}}{x \frac{w}{b}} + \frac{8 \sin^2 x \frac{w}{4b} \cos x \left(\frac{x}{b} + \frac{w}{b} \right) / 2}{x^2 \left(\frac{w}{b} \right)^2} \right]^2$$

a liché – nesouhlasné vybuzení

$$F_l(x) = 8 \left[\frac{-\cos x \left(\frac{x}{2b} + \frac{w}{b} \right) + \cos x \frac{x}{2b}}{x \frac{w}{b}} + \frac{8 \sin^2 x \frac{w}{4b} \sin x \left(\frac{x}{b} + \frac{w}{b} \right) / 2}{x^2 \left(\frac{w}{b} \right)^2} \right]^2$$

Nyní lze určit variační výrazy pro kapacity

$$\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r=1)} = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty F(x) \Phi_1(x) \frac{dx}{x}$$

$$\frac{\epsilon_0}{C(\epsilon_r)} = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty F(x) \Phi_{\epsilon_r}(x) \frac{dx}{x}$$

Za $F(x)$ dosadíme podle potřeby $F_s(x)$ nebo $F_l(x)$ a provedeme numerickou integraci těchto výrazů. Přitom integrand prvního výrazu v bodě $x=0$ nabývá hodnoty 1 pro jednoduchý pásek, 2 pro sudé vybuzení vázaných vedení a hodnoty 0 pro liché vybuzení vázaných vedení. Integrand druhého výrazu nabývá po řadě hodnot

$$(1 + h(\epsilon_r - 1)/b)/\epsilon_r, 2(1 + h(\epsilon_r - 1)/b)/\epsilon_r \text{ a } 0.$$

Prakticky stačí integrovat v mezích 0 až 100. Impedance vycházejí o 1 až 3 % větší v praktických případech, než odpovídá skutečnosti.

Čtenář, který by chtěl v principu libovolně přesně určit parametry zavěšených vedení, může řešit lineární soustavu rovnic pro rozložení náboje na pásku či páscích, pokud zná Greenovu funkci [4]. Tu jsme odvodili pro elementární pásek o šířce w s rovnoměrně rozloženým nábojem a má tvar

$$G(x', b; 0, b) = \frac{2b}{\pi \epsilon_0} \int_0^\infty \frac{\sin x \frac{w}{2b} \cos x \frac{x'}{b}}{x^2} \Phi(x) dx$$

kde za $\Phi(x)$ použijeme po řadě $\Phi_1(x)$ a $\Phi_{\epsilon_r}(x)$. Limity integrandu v bodě $x=0$ jsou potom

$$\frac{w/(2b)}{a} \text{ a } \frac{w[1 + h(\epsilon_r - 1)/b]/(\epsilon_r 2b)}{a}$$

Tab. 2. Vlastnosti jednoduchých vedení na zavěšené podložce (variační metoda)

$h/b = 0,5$					$h/b = 0$				
ϵ_r	4		5		ϵ_r	4		5	
w/b	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	w/b	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0	$Z_0 [\Omega]$	v/v_0
0,1	183,9	0,697	172,5	0,653	2,25	66,7	0,767	64,1	0,738
0,2	158,5	0,707	149,2	0,665	2,5	63,0	0,769	60,7	0,741
0,3	143,3	0,715	135,2	0,675	2,75	59,7	0,771	57,6	0,744
0,4	132,3	0,722	125,2	0,683	3,0	56,8	0,771	54,8	0,744
0,5	123,8	0,727	117,3	0,689	3,25	54,2	0,772	52,3	0,746
0,6	116,7	0,732	110,8	0,695	3,5	51,9	0,773	50,1	0,747
0,7	110,8	0,736	105,3	0,700	3,75	49,8	0,774	48,1	0,749
0,8	105,6	0,740	100,6	0,705	4,0	47,9	0,775	46,2	0,750
0,9	101,1	0,743	96,3	0,709	4,5	44,5	0,776	43,0	0,751
1,0	97,0	0,746	92,6	0,712	5,0	41,6	0,778	40,2	0,753
1,2	90,0	0,752	86,0	0,719	5,5	39,1	0,779	37,6	0,754
1,4	84,1	0,756	80,6	0,724	6,0	37,0	0,790	35,8	0,755
1,6	79,1	0,759	75,9	0,728	7	34,0	0,781	32,9	0,757
1,8	74,7	0,762	71,7	0,732	8	30,4	0,783	29,5	0,760
2,0	70,9	0,765	68,1	0,735	10	26,0	0,785	25,2	0,764

Pro zavěšená vedení na kuprexitu jsou uvedeny parametry vedení pro $h/b = 0,5$ v tab. 2. Při vhodné volbě h/b lze dosáhnout rovnosti ϵ_{ef} a ϵ_{eff} , popř. fázových rychlostí u vázaných zavěšených vedení [6] a tím dosáhnout velké směrovosti odbočnic.

Je-li mikropáskové vedení na konci rozpojené, je třeba uvážit vliv rozptylové kapacity na konci. Zkrácení vedení Δl v důsledku rozptylové kapacity je dáno vztahem

$$\omega C_r = Y_0 \tan \alpha \Delta l$$

a pro malé hodnoty $\omega C_r/Y_0$ je tedy konstantní

$$\Delta l = \frac{\omega C_r}{Y_0 \alpha}$$

a pro mikropásková vedení dáno přibližným vztahem

$$\Delta l = 0,412 h \frac{\epsilon_{\text{ef}} + 0,3}{\epsilon_{\text{ef}} - 0,258} \frac{w/h + 0,264}{w/h + 0,8}$$

Pro zavěšená vedení na základě odpovídající ϵ_{ef} pro obyčejné vedení bychom určili přibližně zkrácení konce vedení podle téhož vztahu; h bychom zaměnili za b .

Útlum na mikropáskových vedeních, který potřebujeme znát mj. pro odhad vloženého útlumu pásmových propustí, uvádějí někteří výrobci dielektrických podložek. Pro materiály DI – CIAD je uveden v příloze. Zahrnuje jak ztráty v dielektriku, tak vodivostní ztráty. DI – CLAD je materiál firmy KEENE podobný materiálu RT duroid firmy Rogers.

Všechny uvedené materiály jsou na bázi teflonu s různou náplní určující výsledné ϵ_r . Teplotní závislost ϵ_r je třeba brát v úvahu při návrhu filtrů.

Vliv tloušťky mikropásku lze vzít při výpočtu parametrů vedení rovněž v úvahu. Vztahy

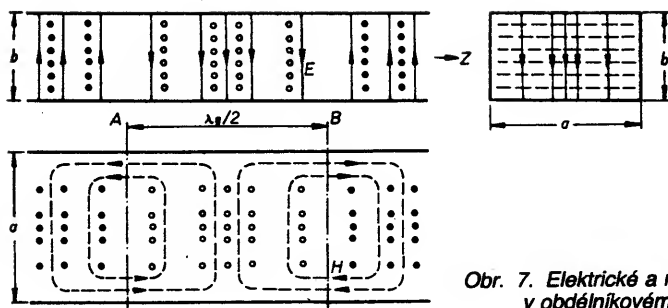
jsou ovšem složitější a výsledky se kromě některých mezích případů z praktického hlediska neliší.

Není-li výška mikropásku nad vodivou deskou zanedbatelná vůči vlnové délce, šíření vlny není pouze videm TEM. V závislosti na kmitočtu se mění jak vlnová impedance, tak efektivní permittivita. Mluvíme o disperzních vlastnostech vedení. Efektivní permittivita se s kmitočtem zvětšuje.

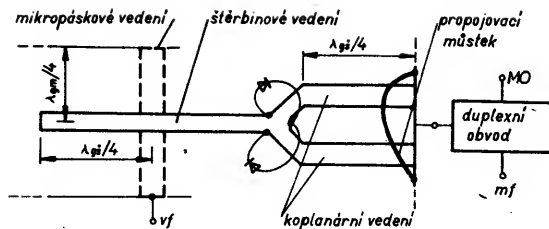
Vlnovodová vedení

Vlnovodová vedení – vlnovody – používáme stejně jako předchozí vedení k přenosu signálu, případně úseky vedení jako stavební prvky obvodů s požadovanými vlastnostmi. Trubkou použitou k vedení signálu se obecně mohou šířit různé typy vln, přičemž záleží na způsobu vybuzení a kmitočtu signálu. Signál se začne šířit až od určitého – mezního – kmitočtu daného typu vlny – vidu. Vzhledem k tomu, že jakékoli změny na průřezu vedení obecně vedou k vazbě mezi jednotlivými vidy a ke zhoršení vedení signálu vedením, vybírá se průřez vedení tak, aby se signál šířil pouze jedním videm vlny. Toto jednotlivé pásmo je široké zhruba 100 % z hlediska nejnižšího kmitočtu pro obdélníkové vlnovody a 30 % pro kruhové vlnovody, přičemž se prakticky využívá pouze část tohoto pásma.

Rozložení pole základního vidu TE_{10} v obdélníkovém vlnovodu je patrné z obr. 7. Hustotou čar jsme charakterizovali intenzitu jednotlivých složek pole. Pohybuje-li se toto uspořádání vlnovodem, lze v každém bodě a každém časovém okamžiku určit velikost příslušné složky pole. Vektor intenzity elektrického pole leží u tohoto základního vidu v rovině kolmé na směr šíření – odtud T (transverzální) z výrazu TE. Principiálně podobné uspořádání pole má i základní vid TE_{11} v kruhovém vlnovodu.



Obr. 7. Elektrické a magnetické pole v obdélníkovém vlnovodu základního typu TE₁₀



Obr. 11. Použití různých provedení vedení ke konstrukci jednoduchého balančního směšovače

Z obrázku je rovněž patrné, jakým způsobem nejlépe lze vybudit vlnovod. Zkratujeme-li např. vlnovod v rovině A, dostáváme stojaté vlnění s průběhem ekvivalentním nakreslenému. V místě s největší intenzitou pole je potom možné anténkou, umístěnou ze středu širší stěny vlnovodu, vybudit vlnu s videm TE₁₀. Podobně proudovou smyčkou ze středu zadní stěny vlnovodu.

Abychom mohli popsat šíření vlny ve vlnovodu, je třeba si určit základní parametry vlnovodu z hlediska vidu TE₁₀, popř. TE₁₁. Je to především fázová konstanta šíření či vlnová délka ve vlnovodu a charakteristická impedance. Na rozdíl od vlny TEM, kde je vlnová impedance jednoznačně definována z poměru napětí a proudu, nabývá napětí různých velikostí podle volby integrační cesty. Ovšem až na konstantu dostáváme pro charakteristickou impedanci jako podíl napětí v příčné rovině k proudu ve směru šíření stejnou kmitočtovou závislost.

Pro základní parametry můžeme tedy psát

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_g} [\text{rad/m}],$$

$$Z_0 = k \frac{\lambda_g}{\lambda} = \left| \begin{array}{l} \text{definice} \\ \text{napětí,} \\ \text{výkon} \end{array} \right| = \frac{240\pi b}{a} \frac{\lambda_g}{\lambda}$$

kde λ je vlnová délka ve vakuu, k konstanta, jejíž velikost závisí na zvolené definici charakteristické impedance, b a a jsou příčné rozměry obdélníkového vlnovodu. Pro vlnovou délku λ_g ve vlnovodu platí

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_m}\right)^2}}$$

kde mezní vlnová délka je pro vid TE₁₀

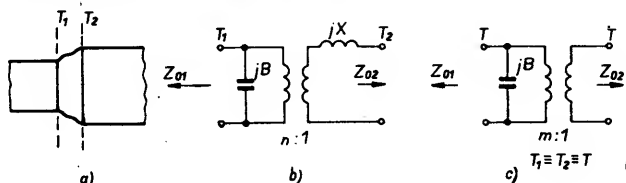
$$\lambda_m = 2a.$$

Je-li $\lambda < \lambda_m$, vlna se šíří vlnovodem. V kruhovém vlnovodu je

$$\lambda_m = 1,705D,$$

kde D je průměr vlnovodu.

Z hlediska bezetržového šíření signálu různými vlnovody nás zajímá popis spojení

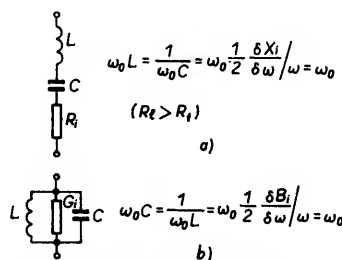


Obr. 8. Propojení dvou vlnovodů a náhradní schéma zapojení

dvou vlnovodů o různých průřezích (obr. 8a). Obecně se jedná o dvojbran s třemi prvky (obr. 8b). Leží-li v jedné rovině, vystačíme s jednodušším náhradním zapojením se dvěma prvky (obr. 8c) – ideálním transformátorem charakterizujícím obecně i použití různých definic charakteristických impedancí v jednotlivých vlnovodech a příčinou susceptanci. K určení prvků je třeba řešit okrajové úlohy nebo prvky stanovit měřením. Poslední metodu jsme použili při návrhu jednoduchého přizpůsobovacího obvodu kruhového vlnovodu ozařovače a obdélníkového vlnovodu vnější jednotky. K měření bylo třeba použít pouze jednu bezodrazovou koncovku k tomu, aby byl navržen v jednom kroku přizpůsobovací článek. Přirozeně pro vlnovod s vloženým dielektrikem jsme příslušné upravili výše uvedené vztahy. Výsledky jsou uvedeny v [39].

Úseky vedení jako rezonanční obvody

Úseky různých typů vedení se velice často používají jako stavební části obvodů s požadovanými vlastnostmi. Velice často z čtvrtvlnných úseků vedení realizujeme pásmové propusti. Pak je vhodné znát parametry náhradních sériových či paralelních rezonančních obvodů. Na obr. 9 je čtvrtvlnné vedení a obecnější vedení, složené ze dvou čtvrtvlnných vedení o různých charakteristických impedancích. Jsou uvedeny reálné složky impedancí či admittance na jedné bráně, je-li druhá brána zakončená činným odporem a jsou uvedeny strmosti parametry. Na obr. 10 jsou uvedeny náhradní obvody těchto vedení. Duální obvody do-



Obr. 10. Náhradní zapojení čtvrtvlnných úseků vedení podle obr. 9

staneme, zaměníme-li impedance admittancemi. Pak např. za podmínky $R_1 > R_2$ dostáváme sériový rezonanční obvod, za téže podmínky duálního obvodu (tj. $G_1 > G_2$) dostáváme paralelní rezonanční obvod. V krajním případě známé rozpojení, příp. zkratované čtvrtvlnné vedení.

Odvozené parametry platí pro vedení bez disperzní vlastnosti. U vedení s disperzními vlastnostmi – např. u vlnovodů – je třeba do výrazů pro strmostní parametry zařadit druhou mocninu podílu λ_g/λ .

Další typy vedení

Při konstrukci obvodů se využívají některé přednosti dalších typů vedení. Jako příklad je možno uvést konstrukci jednoduchého balančního směšovače – obr. 11. Štěrbinovým a překříženým mikropásmovým vedením lze realizovat jednoduchý balun. Koplanární vedení potom jednoduše spojuje duplexní obvod se spojem směšovacích diod.

Realizujeme-li štěrbinové vedení na kupředu o tl. = 1,5 mm, lze počítat s charakteristickou impedancí (definice výkon – napětí) 100 Ω při mezeře štěrbin asi 0,2 mm. Činitel zkrácení vlnové délky je asi 0,63. Pro impedanci 50 Ω je třeba u koplanárního vedení na stejné podložce mít např. šířku pásu 1,6 mm a šířku mezi zemními deskami 2 mm. Činitel zkrácení je potom 0,6.

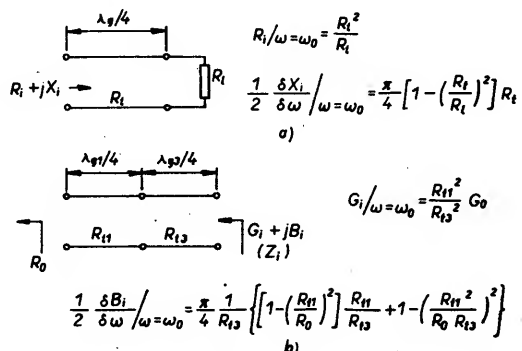
Jednoduché přizpůsobovací články

Chceme-li propojit bezežratově dva jednobrany o impedancích bez imaginární části, můžeme použít čtvrtvlnný transformátor či jednoduchý článek typu Γ. Pak platí

$$R_t = \sqrt{R_1 R_2}; \omega_0 L_s = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1};$$

$$\frac{1}{\omega C_p} = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1}}$$

$$\frac{1}{\omega C_s} = R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2} - 1};$$

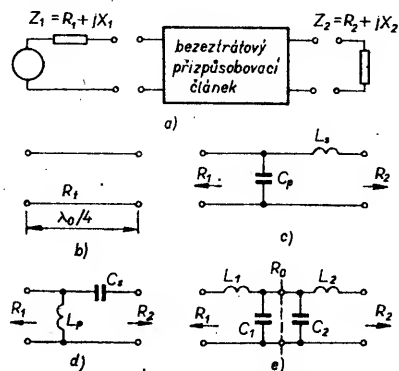


Obr. 9. Úseky vedení jako rezonanční obvody; a) sériový, b) paralelní

$$\omega L_p = \frac{R_1}{\sqrt{\frac{R_2}{R_1} - 1}}$$

Pro pomocný parametr R_0 dostaneme pak prvky článku T podle obr. 12e. R_0 určuje širokopásmovost článku. Článek II dostaneme podobným postupem jako článek T.

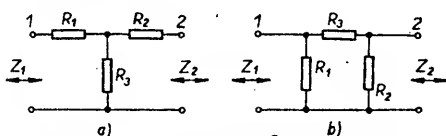
Pro X_1, X_2 různé od nuly zařadíme X_1, X_2 do článků. Podobně postupujeme u článků složených z úseků vedení.



Obr. 12. Nejjednodušší přizpůsobovací obvody

Útlumové články T a II

Útlumové, oboustranně přizpůsobené články použijeme, je-li třeba zmenšit úroveň signálu v dané přenosové větvi, chceme-li širokopásmově přizpůsobit zdroj a zátěž o různých vnitřních impedancích, nebo chceme-li zlepšit přizpůsobení zátěže, která je v daném kmitočtovém pásmu charakterizována útlumem odrazu větším než určitá velikost RL_{\min} . Požadujeme-li útlum odrazu RL_{poz} , je třeba volit útlum článku $L = (RL_{\text{poz}} - RL_{\min})/2$.



Obr. 13. Útlumový článek typu T a II

Za předpokladu $Z_1 \geq Z_2$ lze realizovat oboustranně přizpůsobený útlumový článek s minimálním (výkonovým) útlumem L_{\min} v decibelech

$$L_{\min} = 10 \log \left(2 \frac{Z_1}{Z_2} - 1 + \sqrt{\left(2 \frac{Z_1}{Z_2} - 1 \right)^2 - 1} \right)$$

Útlum napětí je závislý pro $Z_1 > Z_2$ na směru šíření signálu. Je-li útlum výkonu L v decibelech, je útlum napětí L_U ($1 \approx 2$) v decibelech

$$L_U (1 \approx 2) = L \pm 10 \log \frac{Z_1}{Z_2}$$

Pro požadovaný útlum $L \geq L_{\min}$ si nejprve určíme

$$A = 10 \frac{L}{10}; B = \frac{A+1}{A-1}; C = \frac{2}{A-1}$$

Potom pro článek T dostaneme

$$R_3 = C \sqrt{A Z_1 Z_2}$$

$$R_1 = Z_1 B - R_3$$

$$R_2 = Z_2 B - R_3;$$

a pro článek II

$$R_3 = \frac{1}{C \sqrt{\frac{A}{Z_1 Z_2}}}$$

$$R_1 = \frac{1}{\frac{B}{Z_2} \frac{1}{R_3}}$$

$$R_2 = \frac{1}{\frac{B}{Z_2} \frac{1}{R_3}}$$

Uvedme si složitější příklad. Zdroj je tvořen kabelem o vlnové impedanci $Z_1 = 75 \Omega$. Zátěž tvoří vstup tranzistorového zesilovače. Přizpůsobení vstupu zesilovače v daném kmitočtovém pásmu je charakterizováno ČSV = 2, tj. $RL \geq RL_{\min} = 9,5 \text{ dB}$ vzhledem k impedanci $Z_2 = 50 \Omega$. Mezi zdrojem a zátěží požadujeme napěťový útlum L_U ($1 \rightarrow 2$) = 10 dB. Jak se při tomto útlumu zlepší přizpůsobení vstupu tranzistorového zesilovače?

Pro požadovaný výkonový útlum můžeme psát

$$L = L_U (1 \rightarrow 2) - 10 \log \frac{75}{50} = 8,24 \text{ dB}.$$

Realizovatelný útlum L_{\min} je 5,72 dB a požadovaný útlum 8,24 dB lze tedy realizovat. Dostáváme

$$A = 6,667; B = 1,353; C = 0,353$$

a pro článek T

$$R_3 = 55,805 \Omega; R_1 = 45,666 \Omega;$$

$$R_2 = 11,842 \Omega$$

a pro článek II

$$R_3 = 67,198 \Omega; R_1 = 316,665 \Omega;$$

$$R_2 = 82,119 \Omega.$$

Přizpůsobení vstupu bude charakterizováno $RL \geq RL_{\text{poz}} = RL_{\min} + 2L = 9,5 + 2 \cdot 8,24 = 26,0 \text{ dB}$

a ČSV nebude tedy větší než 1,1.

Požadovaných vlastností dosáhneme za předpokladu, že článek bude tvořen pouze rezistory, tzn., že rozměry celého článku budou podstatně menší než vlnová délka tlumeného signálu.

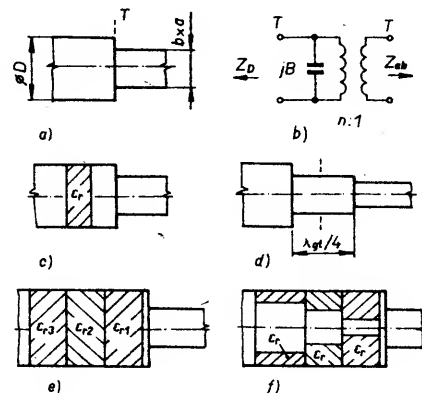
Analýza a optimalizace obvodů

V dané chvíli existuje celá řada programů pro analýzu a optimalizaci vlastností obvodů. Ne všechny jsou snadno dostupné. Některé programy pro návrh některých typů filtrů, oscilátorů aj. jsme přiložili. Program PUFF pro analýzu mikrovlnných obvodů s mikropásmovými vedeními lze obdržet za paušální poplatek 10 \$ – viz literatura. Zatímco pro přiložené programy vystačíme s počítačem ZX Spectrum, pro PUFF je třeba, aby počítač PC – XT byl vybaven matematickým kóprocesorem.

Obvody družicového přijímače

Bezodrazová propojení

Jak bezodrazově propojit dva jednobraný jsme si zčásti uvedli v předchozí části. Při obecně širokopásmovém přizpůsobení má přizpůsobovací obvod vlastnosti filtru. Přizpůsobení dvou vedení s různými typy vln není snadnou úlohou, přestože výsledné provedení přizpůsobovacího obvodu vypadá jednoduše. Bez přesných měření či řešení složitých okrajových úloh lze stěží realizovat přechod s dobrým přizpůsobením v širokém kmitočtovém pásmu. Podívejme se, jak se přistupuje k řešení přizpůsobovacích ob-

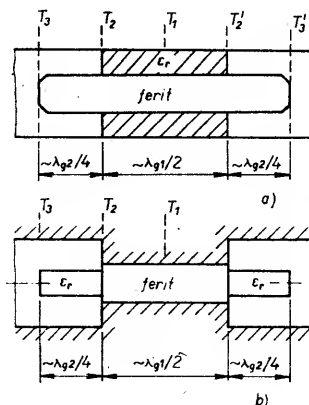


Obr. 14. Alternativní způsoby bezodrazového propojení vlnovodů s kruhovým a obdélníkovým průřezem

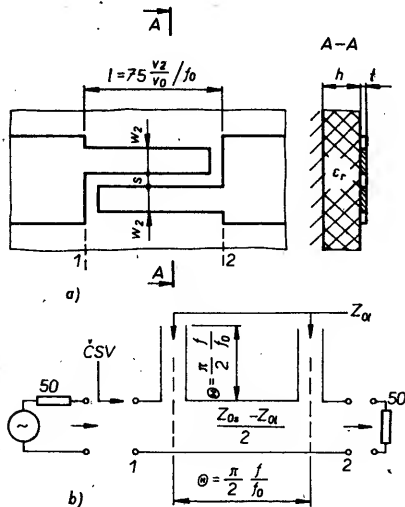
vodů a jak jsou zapojeny některé přizpůsobovací obvody.

Na obr. 14 jsou možné způsoby bezodrazového propojení vlnovodů o různých průřezích. Po určení prvků náhradního zapojení (obr. 14b) jedním měřením lze spočítat okamžitě rozměry článku Γ realizovaného úseky vedení přímo v kruhovém vlnovodu – obr. 14c. Z hlediska širokopásmovosti bychom mohli navrhnout optimalizovaný více-
stupňový přechod s několika články Γ , kapacitní úseky s vloženým dielektrikem by ovšem byly příliš tenké. Podobně rychle bychom mohli navrhnout více-
stupňový impedanční transformátor podle obr. 14e; jsme však omezeni běžnou nedostupností dielektrických materiálů s určenými permitivitami. Řešení podle obr. 14f odpovídá v principu řešení podle obr. 14e, vystačíme s dostupným materiálem, problémem je určit charakteristické impedance a fázové konstanty, je-li zaplnění vlnovodu nehomogenní. Podobné problémy musíme řešit i u více-
stupňového transformátoru v principu zapojeného podle obr. 14d. Provedeme-li systematicky vedená měření a návrh, výrobně jednoduché přechody podle obr. 14d a 14f poskytnou lepší přizpůsobení z hlediska šířky pásma než jednoduchý přechod podle obr. 14c.

Princip přizpůsobení feritového polarizéru je na obr. 15. Celý polarizér se skládá z jednoho středního půlvlnného úseku a dvou čtvrtvlnných vstupních úseků – obr. 15a. Toto uspořádání zaručuje přizpůsobení na středním kmitočtu – obr. 15c. Vhodnou volbou permitivity držáku feritu v půlvlnné části lze dosáhnout, že prvky náhradního zapojení (obr. 15d) odpovídají třírezonátorové pásmové propusti s předepsaným zvlněním



Obr. 15 a, b.



Obr. 21. Čtvrtvlnné vř propojení dvou vede-
ní

Filtry

Pod označením filtry zde rozumíme obvo-
dy s předepsaným útlumem přenosu či pře-
dpsaným skupinovým zpožděním v závis-
losti na kmitočtu. Dolní propust používáme
k potlačení subnosných zvuku a šumu v zá-
kladním obrazovém pásmu, k potlačení řád-
kového kmitočtu a šumu v audiopásmu,
k potlačení rušení ze zrcadlového pásma na
prvním mezifrekvenčním kmitočtu. Pásmo-
vé propustě omezují rušení působené šu-
mem a signály ze sousedních kanálů, příp.
signálů ze zrcadlového pásma, potlačují vy-
zařování oscilátorů. Korektory skupinového
zpoždění se vyrovnává průběh skupinového
zpoždění filtrů. Náklonovými obvody korigu-
jeme pokles zesílení v kabelech v závislosti
na kmitočtu.

Uvedeme si zde většinou některé dobře
použitelné a ověřené obvody. Teoretické
základy k návrhu těchto obvodů najde čtenář
většinou v uvedené literatuře. V příloze je
rovněž uveden program, který dovoluje na-
vrhnout celou řadu propustí v podkritickém
vlnovodu. Je použita nepublikovaná mapo-
vací funkce, pomocí níž lze dobře navrhnout
propustí až do šířky pásma 40 %.

Eliptické filtry

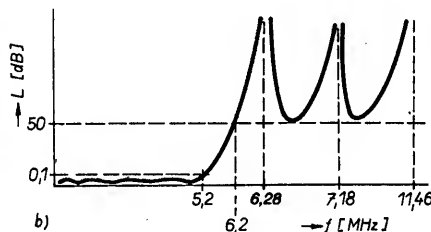
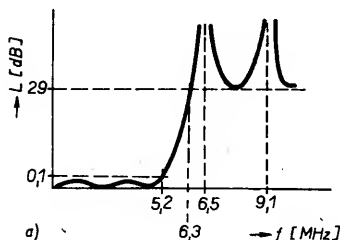
Eliptické dolní propustí pro základní obra-
zové pásmo jsou na obr. 22. Proti standar-
ním propustím mají eliptické – Cauchyovy
– propustí póly útlumu i pro konečné kmito-
čty, z čehož plyne větší strmost boků přeno-
sové charakteristiky. Použijeme slidové kon-
denzátory, cívky v hříčkových jádrech se
vzduchovou mezerou a s možností ladění
– výrobce Siemens. Dolní propust nezapo-
meneme použít, přijímáme-li teletext
– obr. 22c.

Tyto propustí snadno přepočítáme i pro
audiopásmo: Chceme-li např. propustí podle
obr. 22b dosáhnout na řádkovém kmitočtu

útlumu 50 dB, dostáváme pro modelovací
konstantu

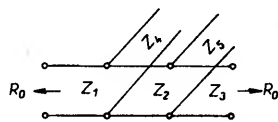
$$k = \frac{6200}{15,625} = 396,8;$$

potom v pásmu $5,2/396,8 = 13,1$ kHz bude
útlum propustí menší nebo roven 0,1 dB
a prvky filtru při stejné impedanci vstupní
a výstupní brány budou 396,8krát větší, re-
zonanční kmitočty příčných větví budou
396,8krát nižší. Chceme-li aby byl mezní
kmitočet vyšší než 13,1 kHz, lze navrhnout
propust vyššího řádu pro dané zvlnění
(obr. 22d). Připustíme-li však zvětšení
zvlnění, lze zařazením dvou propustí podle
obr. 23b s modelovací konstantou $k = 5700/$
15,625 při zhruba stejném útlumu na řádko-
vém kmitočtu, tj. 50 dB, dosáhnout posunutí
mezního kmitočtu na 14,3 kHz.

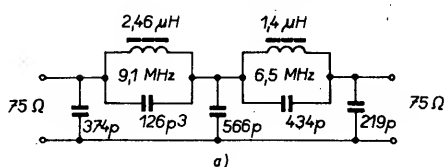


Obr. 23. Přenosový útlum dolní propustí
podle obr. 22

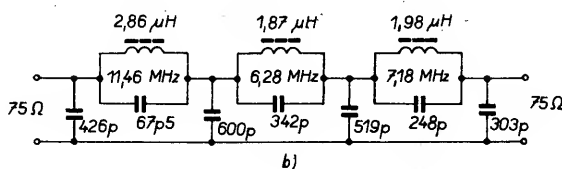
Podobně můžeme s inventory – čtvrtvlnný-
mi úseky vedení – realizovat s podobnými
vlastnostmi pásmovou propust např. pro
první mezifrekvenční pásmo 950 až
1750 MHz. Použijeme-li jednodušší zapo-
jení podle obr. 22a a převedeme jej na duální
tvar s dvěma příčnými sériovými rezonan-
čními obvody a třemi podélnými induktory,
bude realizovaná propust zapojena podle
obr. 24. Volíme velké impedance Z_1, Z_2, Z_3 ,
aby se úseky vedení blížily induktorům, dél-
ky vedení o impedancích Z_4 a Z_5 jsou voleny



Obr. 24. Eliptická dolní propust realizova-
né úseky vedení

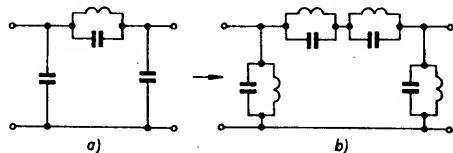


Obr. 22. Eliptické dolní propustí
pro obrazové a audiopásmo
(obr. 22c a 22d viz
2. str. obálky)

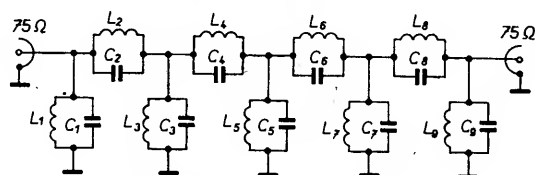


tak, aby vedení vykazovalo zkrat v místě
připojení při odpovídajícím kmitočtu. Veli-
kosti impedancí vyplynou z požadavků na
velikost strmých parametrů.

Eliptické pásmové propustí dostaneme po
příslušné kmitočtové transformaci – obr. 25.
Do eliptické pásmové propustí podle
obr. 25b se špatně zahrnují některé parazit-
ní prvky skutečného zapojení. Použitím Nor-
tonových ekvivalentních obvodů lze tento
tvar propustí transformovat na zapojení,



Obr. 25. Transformace eliptické dolní pro-
pustí na eliptickou pásmovou propust



Obr. 26. Eliptické pásmové propustí páté-
ho řádu

v němž se střídají podélné a příčné zapojené
rezonátory. Vhodným postupem při návrhu
lze rovněž dosáhnout aritmetické symetrie
přenosové charakteristiky, která je zvláště
důležitá z hlediska fázové klíčovaných sig-
nálů.

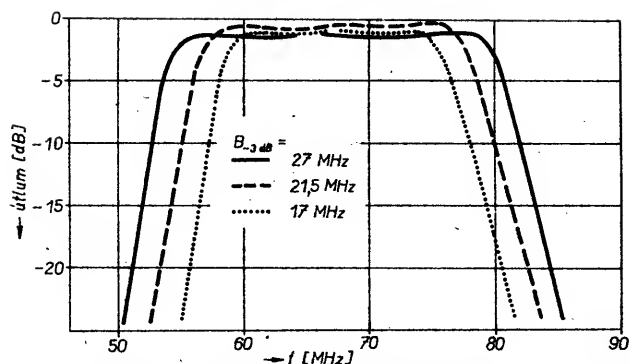
Na obr. 26 je zapojení eliptické pásmové
propustí pátého řádu po Nortonových tran-

Tab. 4. Prvky eliptických, aritmeticky sy-
metrických pásmových propustí

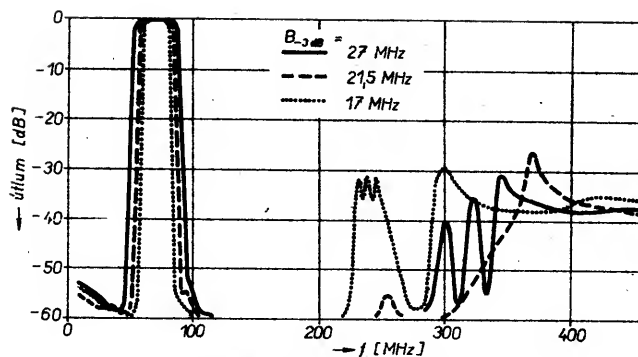
FILTŘ B _{3dB} = 27 MHz, f _{stř} = 67,1 MHz			
OBVOD Č.	L [nH]	C [pF]	f [MHz]
1	123,5	59,3	56,6
2	115	20,2	105,3
3	103,5	59,3	64,2
4	100,9	30,3	26,8
5	76,6	70,7	68,4
6	89	34	91,6
7	123,6	39,6	71,9
8	234,7	58,9	42,8
9	116,3	39,6	74,2

FILTŘ B _{3dB} = 21,5 MHz, f _{stř} = 66,3 MHz			
OBVOD Č.	L [nH]	C [pF]	f [MHz]
1	102	70,6	67,3
2	118	19,4	105,2
3	89,8	70,6	63,9
4	356,0	40,8	41,8
5	66,8	86,1	67,4
6	88,9	35,6	67,4
7	106	48,5	70,2
8	135	77,8	49,1
9	100	48,5	72,3

FILTŘ B _{3dB} = 17 MHz, f _{stř} = 66,3 MHz			
OBVOD Č.	L [nH]	C [pF]	f [MHz]
1	77,6	88,2	60,8
2	104	26,3	96,2
3	74,3	85,6	64,4
4	263	46,0	45,8
5	50,9	111	67,0
6	75,3	47,5	84,2
7	84,5	62,4	67,3
8	101	94,8	52,3
9	80,6	62,4	71,0



Obr. 27. Průběh útlumu eliptických filtrů v oblasti propustného pásma



Obr. 28. Průběh útlumu eliptických filtrů v pásmu 0 až 400 MHz

sformacích. Vztahy pro návrh jsou příliš rozsáhlé a nelze je zde uvést, i když nejsou uvedeny v literatuře. Uvedeme si však některé výsledky. Pro střední kmitočet 67,1 a 66,3 MHz jsou parametry propustí o šířkách pásma 27, 21,5 a 17 MHz v tab. 4. Na obr. 27 je změřený přenosový útlum propustí v blízkém okolí propustného pásma, na obr. 28 průběh útlumu až do kmitočtu 400 MHz. Vložené ztráty jsou v rozsahu 1,5 až 2,5 dB na středním kmitočtu. Vidíme, že s filtry dosáhneme strmých boků a aritmetické symetrie. Až do trojnásobku kmitočtu propustného pásma je dosaženo vysokého útlumu filtru. Provedení takto navrženého filtru je patrné z obr. 29a a 29b.

Střední kmitočet 67,1 MHz byl zvolen s ohledem na přímé směřování signálu z pásma RDS s odstupem kanálů s opačnou polarizací 19,18 MHz pomocí směšovače s potlačeným zrcadlovým signálem. Je třeba, aby zrcadlovému kmitočtu odpovídal signál vlny s opačnou polarizací. Tím se efektivně zmenší rušení ze zrcadlového pásma.

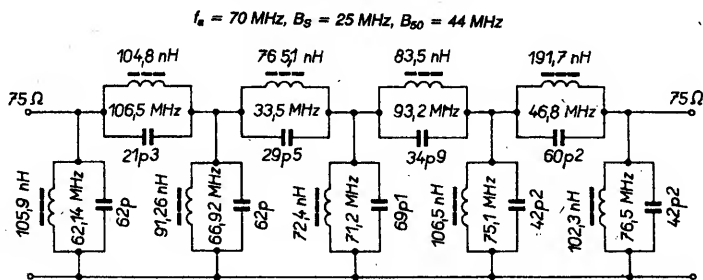
Na obr. 31 je pásmová propust pro kmitočet 70 MHz s aritmetickou symetrií přenosové charakteristiky. Na obr. 32 je změřená přenosová charakteristika. Na obr. 33 je průběh přenosové charakteristiky a skupinové

ho zpoždění. Dělení je 1 dB/dílek, 10 ns/dílek a kmitočtové značky jsou ve vzdálenostech 5 MHz. Na obr. 34 je útlum odrazu. Referenční úroveň je 10 dB, dělení 1 dB/d. Vložený útlum na středním kmitočtu je 2,1 dB.

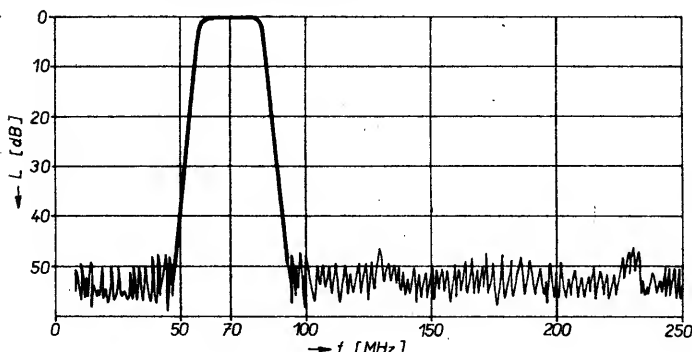
Uvedené eliptické pásmové propusti můžeme snadno použít po jednoduchém přepočtu např. před směšovačem výběru subnosných zvuku. Předpokládáme-li, že chceme přijímat subnosné zvuku v rozsahu kmitočtů 5,8 MHz až 8,5 MHz, pak dostáváme, že střední kmitočet je 7,15 MHz a relativní šířka pásma je 0,378. U výše uvedené pásmové propustí s šířkou pásma 25 MHz je relativní šířka pásma $25/70 = 0,357$. Zvolené pásmo subnosných je zhruba stejné a můžeme efektivně použít podklady pro filtr 25 MHz/70 MHz. Modelovací konstanta je tedy $70/25 = 2,8$. Touto konstantou vynásobíme prvky filtru, v případě rezonančních kmitočtů dělíme kmitočty touto konstantou. V tomto případě bude vhodné změnit i impedanci bran z 75Ω na např. 300Ω – obr. 30.

Obr. 29. Eliptická pásmová propust (viz 2. str. obálky)

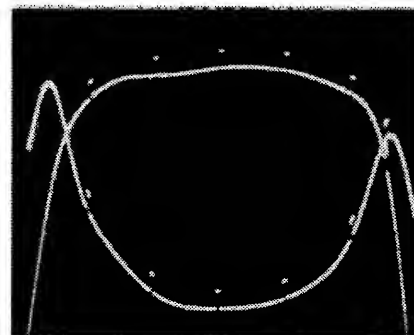
Obr. 30. Eliptická propust pro pásmo 5,8 až 8,5 MHz (viz 2. str. obálky)



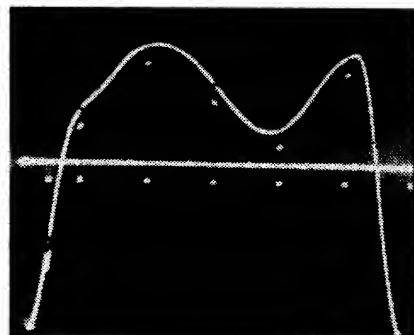
Obr. 31. Eliptický, aritmeticky symetrický filtr pro kmitočet 70 MHz



Obr. 32. Přenosová charakteristika eliptického filtru

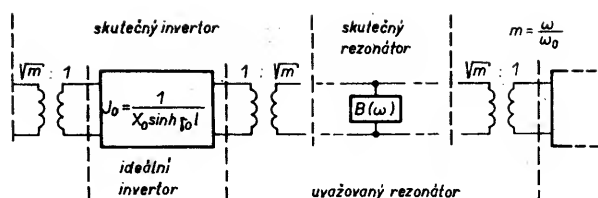


Obr. 33. Měření v oblasti propustného pásma přenosového útlumu a skupinového zpoždění



Obr. 34. Přizpůsobení filtru 70 MHz v oblasti propustného pásma

Obr. 35. Zpřesněné náhradní zapojení úseku podkritického vlnovodu s kapacitní diskontinuitou



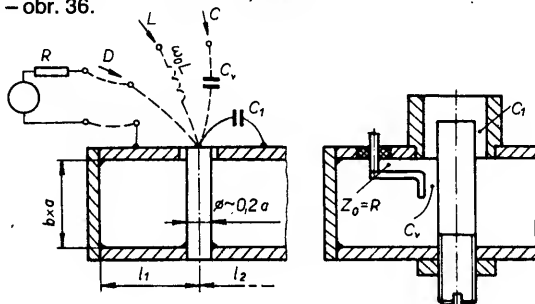
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\omega_2^2 + \omega_1^2}$$

a velmi dobrému souhlasu mezi parametry navrhované a realizované propusti.

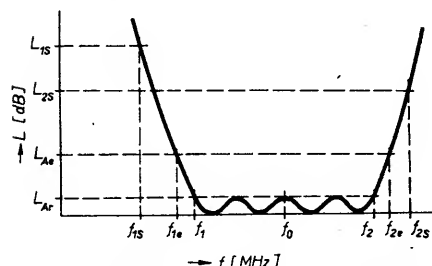
V příloze je uveden odladěný a realizací pásmových propustí i ověřený program EWGFILTERS pro počítač ZX Spectrum. Výhodiskem při vypracování programu byla nastíněná metodika. Při určování strmostních parametrů je uvažována kmitočtová závislost vlastností všech prvků propustí. Při výpočtu lze zadat i zpřesněný popis kapacitní diskontinuity rezonátoru.

Jsou uvažovány tři alternativní vazby na branách propustí: pomocí induktoru, která je vhodná i pro oktaťové šířky pásma, přímá vazba a vazba pomocí kapacitoru – obr. 36.

Obr. 36. Realizace zapojení filtru v podkritickém vlnovodu



Program se v podstatě skládá ze dvou částí. V první části se na základě požadavků na přenosovou charakteristiku propusti určí stupeň filtru a dále se určí prvky prototypu dolní propusti. V druhé části se určují pro zvolený typ vazby a zvolené příčné rozměry vlnovodu velikosti vazebních a ladicích prvků a vzdálenosti rezonátorů. Na obr. 37 je přenosová charakteristika pásmové propusti s body, které ji charakterizují. Propustné pásmo je z hlediska větší obecnosti charakterizováno kmitočty f_{1s} a f_{2s} pro útlum $L_{As} \geq L_{Ar}$. Útlum L_{Ar} je roven 3 dB pro Butterworthův typ (max. plochá přenosová charakteristika).



Obr. 37. Body přenosové charakteristiky filtru v podkritickém vlnovodu

propustí. V zádržném pásmu se na jednom či obou kmitočtech f_{1s} a f_{2s} specifikují útlumy L_{1s} , L_{2s} .

Příklad. Na mezifrekvenčním kmitočtu 70 MHz chceme realizovat pásmovou propust s šířkou pásma 27 MHz při poklesu 3 dB, zvlnění v propustném pásmu 1 dB a útlumu 26,5 dB na kmitočtu 45,2 MHz. Aby rozměry propustí byly co nejmenší, volíme přímou vazbu.

Zadáme
F1E = 56,5 MHz
F2E = 83,5 MHz
F1S: Y (ano), F1S = 45,2 MHz
L1S = 26,5 dB
F2S: N (nespecifikujeme)
I.L.: T (Čebyševův typ propusti), LAR = 1 dB
Santd.: N (nestandardní specifikace), LAE = 3 dB
Dostáváme
N = 3,9460884 (počet rezonátorů).
Zadáme
N = 4 (celé číslo větší než obdržený výsledek).
Dostáváme
F0 = 71,28 MHz
F1 = 57,33 MHz
F2 = 82,93 MHz
L1SN = 26,966 dB
F1S = 45,2 MHz

Zadáme
Stop b. att. OK: Y (jsme spokojeni s dosaženým útlumem v zádržném pásmu)
I.L.F. Comp.: Y (chceme vypočítat přenosové charakteristiky)
I/O Transf.: Y (počítáme s uvažováním ideálních transformátorů na vstupu – má význam u širokopásmových, indukčnost navázaných bran; běžně volíme N, zvláště mimo propustné pásmo)
F = 45,2 MHz, dostáváme LA = 26,966 dB (stejně jako výš)
F = 0 (přerušení)
I.L.F. Comp.: Y
I/O Transf.: N
F = 45,2 MHz, dostáváme LA = 30,924 dB (poněkud přesnější hodnota)
F = 0
I.L.F. Comp.: N
LP Elements: $g_0 = 1$
 $g_0 = 2,0991296$
 $g_2 = 1,0644178$
 $g_3 = 2,8312033$
 $g_4 = 0,78918774$
 $g_5 = 2,6598609$

V druhé části volíme
1. Vazbu viz obr. 36, D... přímá, L... indukční, C... kapacitní
CS = D
2. Volíme popis kapacitní diskontinuity, vyhovující je S1, poněkud přesnější je S2: odpovídá aproximativním výsledkům podle [9] pro $\lambda/\lambda_m = 20$, CH umožňuje vlastní specifikaci
ES = S1
3. γ/l_1 volíme kolem 2,8 ($\div 2$)
 $\gamma/l_1 = 2$
4. Volíme roměry vlnovodu ($a = b$)
 $a = 50$ mm $b = 50$ mm
Dostáváme
 $R_d = 49,2 \Omega$ (vstupní a výstupní impedance při přímém navázání)

$C_1 = 269,5$ pF (= C_4)
 $C_2 = 277,0$ pF (= C_3)
 $L_1 = 31,8$ mm (= L_5)
 $L_2 = 22,5$ mm (= L_4)
 $L_3 = 24,4$ mm

Parametry v závorkách již plynou ze symetrie filtru.

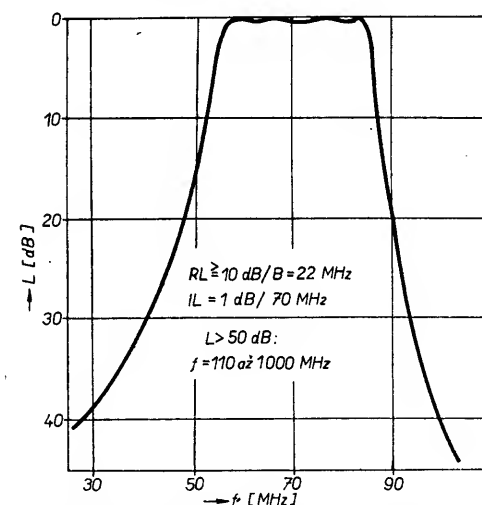
Zadáme

Impedance OK: Y (požadujeme $R = 50 \Omega$ a $49,2 \Omega$ je zcela vyhovující).

Můžeme realizovat přímo vázanou pásmovou propust. Aby se minimálně uplatnila parazitní indukčnost přívodů kondenzátorů, používáme několik kondenzátorů s co nejkratšími přívody (obr. 38). Na obrázku je

Obr. 38. Experimentální pásmová propust 27 MHz/70 MHz realizovaná v podkritickém vlnovodu v jednom kroku (viz 2. str. obálky)

pásmová propust s indukčním navázáním vstupu a výstupu, která sloužila k ověření platnosti odvozené mapovací funkce a dále k posouzení nejpřesnějšího náhradního schématu. Platnost popisu chování pomocí zde uvedené mapovací funkce se plně potvrdila. Proti standardní funkci, která vede k tomu, že se útlum zvětšuje pomaleji na horní straně propustného pásma, je tomu podle nové mapovací funkce naopak. Měření – viz obr. 39 – to plně potvrdila. Z rozboru vlnatosti propustí lze soudit na vhodnost popisu kapacitní diskontinuity podle aproximačních výrazů odvozených na základě [9]; v programu volíme „S2“.



Obr. 39. Naměřený přenosový útlum experimentálního filtru 27 MHz/70 MHz se čtyřmi rezonátory a indukční vstupní vazbou

Za tohoto předpokladu byly vypočítány pásmové propusti se šířkou pásma 27 dB/3 dB, zvlnění útlumové charakteristiky $L_{Ar} = 0,5$ dB, minimální útlum 20 dB při šířce pásma 50 MHz s třemi rezonátory na kmitočtech 134 MHz, 479,5 MHz a 612 MHz. Parametry těchto propustí s průřezem $a \times b = 40 \times 40$ mm jsou v tab. 5. Možné provedení ladicího a vazebního kondenzátoru pro propustí na vyšších kmitočtech je na obr. 36. Rozměry určíme (přibližně) podle vztahu pro kapacitu deskového kondenzátoru

$$C = 0,886 \epsilon_r \frac{S}{d}$$

Je-li S udáno v $[\text{cm}^2]$; d v $[\text{mm}]$, je C v $[\text{pF}]$.

Tab. 5. Parametry třírezonátorových propustí v podkritickém vlnovodu

$a \times b = 40 \text{ mm}$, $n = 3$, $B_3 = 27 \text{ MHz}$, $B_{20} \leq 50 \text{ MHz}$, $L_{Ar} = 0,5 \text{ dB}$, $R = 50 \Omega$			
f_0 [MHz]	134,7	479,6	612,1
L_{Ar} [dB]	0,5	0,5	0,5
f_1 [MHz]	122,6	468	600,5
f_2 [MHz]	145,7	491	623,6
L_{Ae} [dB]	3	3	3
f_{1e} [MHz]	120,5	466	598,5
f_{2e} [MHz]	147,5	493	625,5
L_{1SN} [dB]	19,5	21	21,1
f_{1S} [MHz]	109	454,5	587
$C_{v1}=C_{v2}$ [pF]	24,2	1,4	0,84
$C_1=C_3$ [pF]	88,5	6,4	3,9
C_2 [pF]	98,2	7,4	4,5
$l_1=l_4$ [mm]	25,5	25,7	25,8
$l_2=l_3$ [mm]	27,2	43,5	46,8

Ke konstrukci filtrů zvláště hluboko pod mezním kmitočtem vlnovodu nepoužíváme nikdy pocínovaný plech. Způsobuje značné zvětšení vložného útlumu. Na kmitočtu 70 MHz to může být až 20 dB.

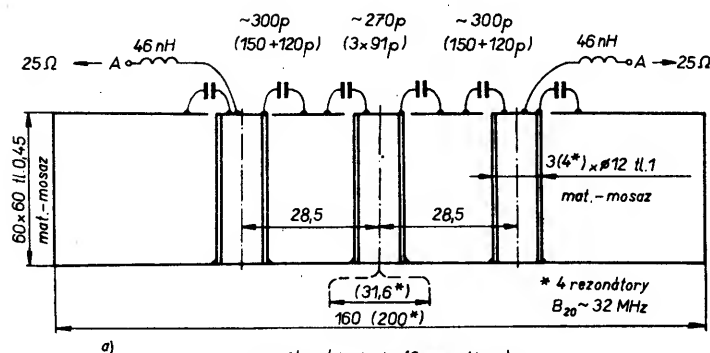
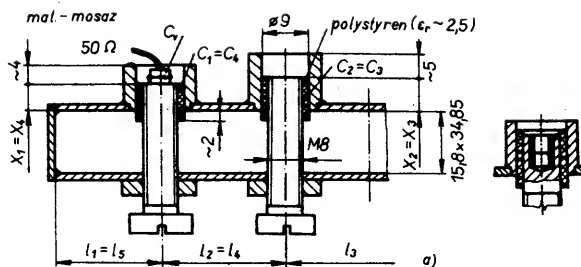
Další podklady pro realizaci pásmových propustí ve vlnovodu R 70 pro druhý mezifrekvenční kmitočet 632,94 MHz, případně pro filtry pomocného konvertoru (1750 až 2000 MHz)/(950 až 1200 MHz) jsou na obr. 40a a v tab. 6. Provedení propustí 633 MHz s naměřenou šířkou pásma 26 MHz je na obr. 40 b.

Pokud chceme realizovat na nízkém kmitočtu pásmovou propust s velkou relativní šířkou pásma a malými rozměry, nezbyvá než zvolit indukční vazbu. Pak pro zvolené rozměry obdržíme impedanci zdroje a zátěže, která je většinou menší než běžné užívaných 50 či 75 Ω . Můžeme použít širokopásm-

Tab. 6. Parametry čtyřrezonátorových propustí v podkritickém vlnovodu R 70 (15,8 \times 34,8 mm)

Typ [B/C]	B	B	B
f_0 [MHz]	633	1875	1075
B_3 [MHz]	27	290	290
f_1 [MHz]	619,5	1730	930
f_2 [MHz]	646,5	2020	1220
f_{1S} [MHz]	608	1600	800
N [1]	4	4	4
L_{1S} [dB]	20,9	20,4	18,9
C_v [pF]	1,77	0,65	2,23
C_1 [pF]	8,4	0,48	2,09
C_2 [pF]	9,9	1,05	3,54
l_1 [mm]	28	30,8	25,2
l_2 [mm]	37,3	24,2	17,5
l_3 [mm]	42,1	29,0	21,3
X_1 [mm]	11	0,6	2,7
X_2 [mm]	13	1,4	4,6

Obr. 40. Čtyřrezonátorová pásmová propust v podkritickém vlnovodu R 70; a) dimenzování, b) provedení propustí 26 MHz/633 MHz (viz 2. str. obálky)



Vypočítané hodnoty (3 rezonátory)													
f [MHz]	1	10	30	40	45	50	55,5	66,75	78	85	90	95	100
L [dB]	36	36	31	25	20	14	3	0,1	3	21	30	36	41,5

Obr. 41. Pásmová propust 22,5 MHz/66,8 MHz s třemi či čtyřmi rezonátory a indukční vazbou; a) provedení, b) vypočtený průběh přenosového útlumu

mové přizpůsobování útlumovým článkem Γ . Tím se z hlediska vložného útlumu přiblížíme filtrům s povrchovou akustickou vlnou. Lze použít transformátor, jakým je vedení dlouhé čtvrtinu vlnové délky. To je řešení složité. Jako nejednodušší řešení s velmi dobrými výsledky se ukázala náhrada čtvrtinového vedení o žádané vlnové impedanci dvoučlankovým náhradním zapojením s dříve uvedenými parametry. Pro propust s třemi rezonátory podle obr. 41 bylo dosaženo nejmenších odchylek od předpokládaného chování propustí s inventory podle obr. 42. Podle obr. 41 a 42 lze rovněž realizovat

propust se čtyřmi rezonátory s větší střímostí boků přenosové charakteristiky, což je užitečné z hlediska kvalitního příjmu družice ASTRA s hustým dělením používaného pásma.

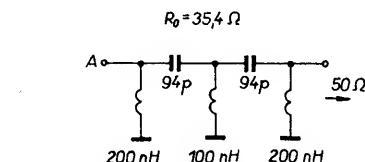
Vlnododové pásmové propustí

Minimálně z hlediska potlačení šumu zesilovače je třeba před následující směšovač zařadit obvod potlačující šum v zrcadlovém pásmu směšovače. Na obr. 43 je pásmová propust navržená jako náhrada jednorezonátorové propustí jedné stavebnice, jež zamotala hlavu celé řadě nadšenců družicového příjmu. Pásmová propust se skládá ze dvou půlvlnných rezonátorů, navzájemných prostřednictvím invertorů, které jsou tvořeny indukčními kolkými v příčné rovině vlnovodu.

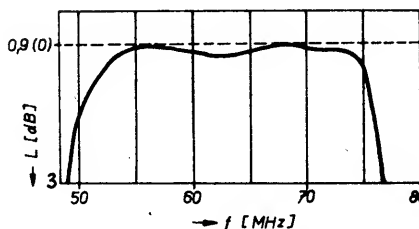
Rozměry pásmových propustí v podkritickém vlnovodu pro kmitočet 12 GHz se čtyřmi rezonátory a se šířkou pásma 300 MHz, 500 MHz a 800 MHz jsou na obr. 44. Vložný útlum je (pro postříbený povrch) v mezích 0,8 až 0,3 dB. Dobrý vodivý kontakt ladicích šroubů se stěnou vlnovodu je předpokladem k dosažení uvedených velikostí vložného útlumu. Provedení jedné propustí je patrné z obr. 45. Pro jiný střední kmitočet pásma 10,7 až 12,75 GHz lze rozměry přepočítat násobením poměrem f_{stary}/f_{novy} .

Mikropásmové propustí

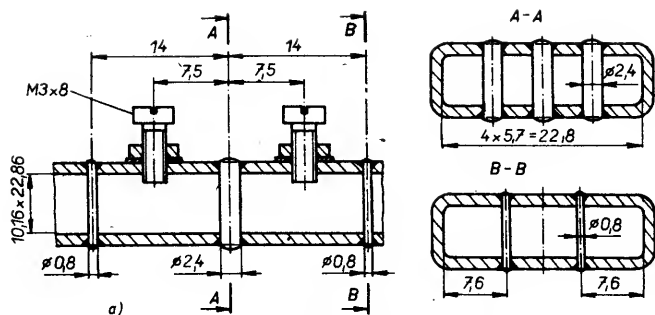
Rozměry navržených, nikoli však prověřených mikropásmových propustí vhodných pro zařazení před směšovač vnější jednotky, jsou na obr. 46 a obr. 47. U první je šířka propustního pásma 1000 MHz, u druhé 250 MHz. Jsou uvedeny rovněž impedance na vstupní bráně, které jsou důležité z hlediska optimálního návrhu směšovače. Pro jiné kmitočty pásma 10,7 až 12,75 GHz v prvním přiblížení postačí použít metodu návrhu v měřítku aplikovanou pouze na rozměry v ploše plošného spoje. Řešení to není zcela přesné, ale vzhledem k úzkému pásmu vyhovuje.



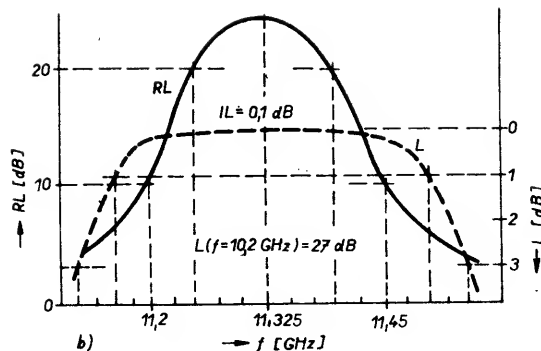
L [dB]	f [MHz]	f [MHz]
5	47,8	77
10	43	78
15	40,8	81,3
20	38	83
25	31	85,7
30	28,5	88,5
35	27,5	92
40	26,7	96



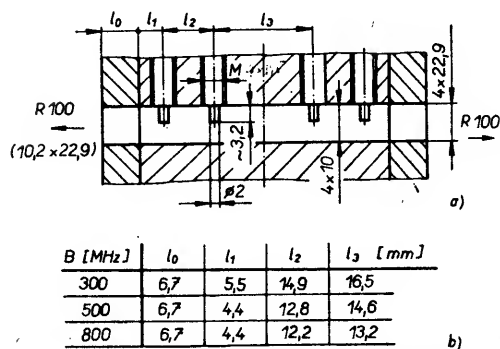
Obr. 42. Nejvhodnější invertor k branám propustí podle obr. 41 a naměřená přenosová charakteristika



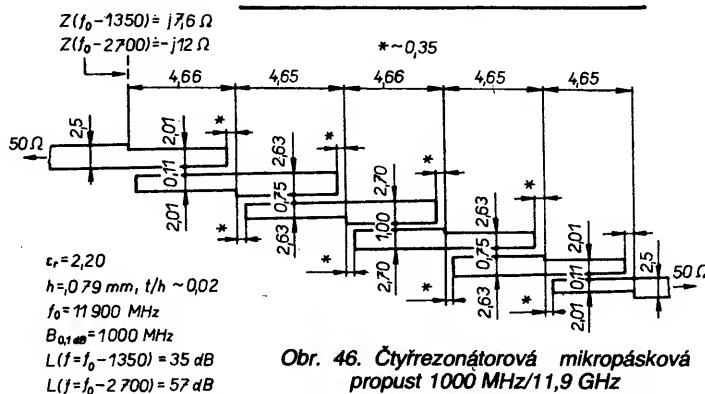
Obr. 43. Pásmová propust ve vlnovodu R 100 pro příjem v pásmu družice ASTRA 1A; a) rozměry, b) naměřené vlastnosti



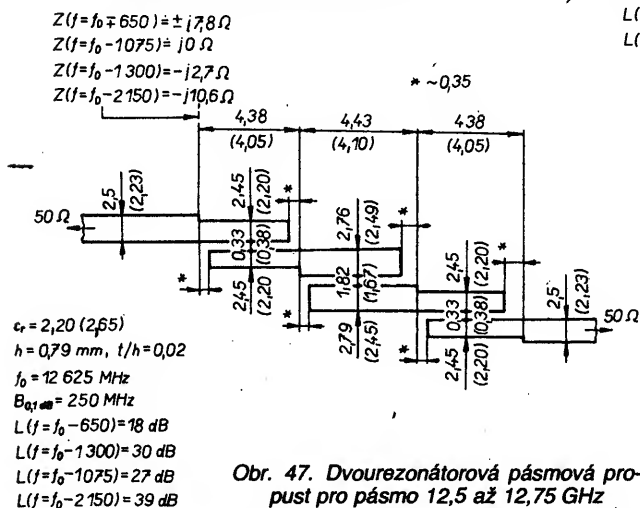
Obr. 45. Pásmová propust 500 MHz/11,9 GHz v podkritickém vlnovodu 4 x 10 mm, připojitelná k vlnovodu R 100 (viz 2. str. obálky)



Obr. 44. Pásmové propusti v podkritickém vlnovodu pro kmitočty 12 GHz



Obr. 46. Čtyřrezonátorová mikropásmová propust 1000 MHz/11,9 GHz

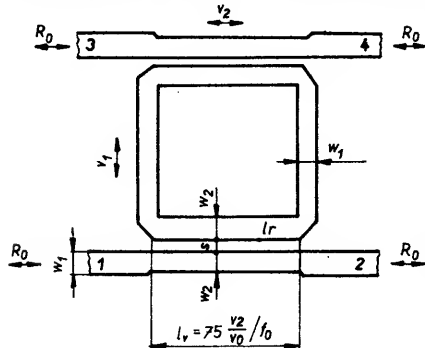


Obr. 47. Dvourezonátorová pásmová propust pro pásmo 12,5 až 12,75 GHz

Směrové propusti

Směrové propusti používáme jako duplexní obvody např. při realizaci jednodíodového směšovače s minimálními požadavky na oscilátorový výkon a snadné reaktivní zakončení produktů směšování.

Směrový filtr s jedním kruhovým rezonátorem realizovaný pomocí mikropásmových vedení je na obr. 48. Volíme-li odbočný



Obr. 48. Směrový filtr s jedním kruhovým rezonátorem, propustnou vlnou

útlum každého vazebního úseku 10 dB, lze vlastnosti směrového filtru částečně charakterizovat obr. 49.

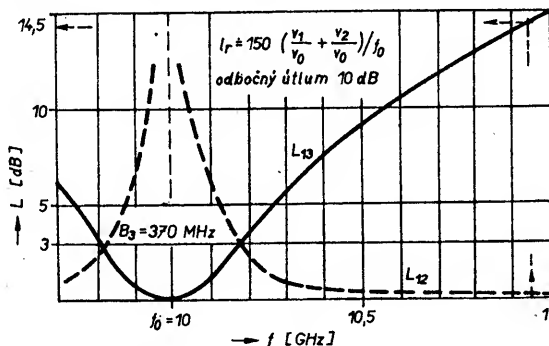
Pásmové zadržky

Alternativou k použití pásmových propustí před směšovačem jsou pásmové zadržky. Především se snadněji nastavují. Každé čtvrtinné příčné připojené vedení ladíme při ostatních rozlazených příčných vedeních na maximální průchozí útlum na požadovaném kmitočtu.

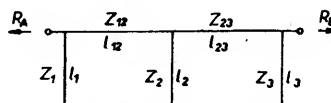
Parametry dvou pásmových zadržky s třemi rezonátory jsou na obr. 50 a v tab. 7.

Náklonové obvody

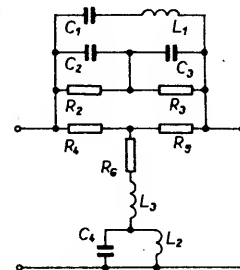
Náklonové obvody se používají k vyrovnání přenosového útlumu kabelů. Mají tvar přemostěného článku typu T (obr. 51). Alternativně lze při větším základním útlumu použít směrový vazební člen s délkou vazby kratší než je čtvrtina vlnové délky odpovídající nejvyššímu pracovnímu kmitočtu.



Obr. 49. Vlastnosti směrového filtru pro odbočný útlum 10 dB



Obr. 50. Pásmová zadržka s třemi větvemi



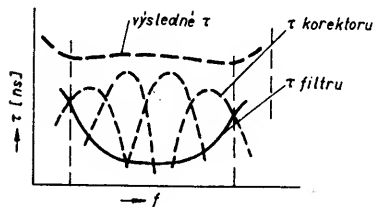
Obr. 51. Náklonový obvod typu přemostěné T

Tab. 7. Pásmové zádrže pro pásmo 8,3 až 9,05 GHz

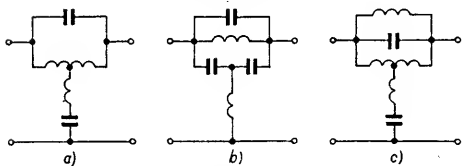
$R_A = R_B$ $Z_1 = Z_3$ $Z_{12} = Z_{23}$ $l_1 = l_3$ $l_{12} = l_{23}$											
<p>I Stand. návrh $L_{Ar} = 0,2$ dB</p> <p>$R_A = 50 \Omega$, $Z_1 = 143 \Omega$, $Z_{12} = 76,6 \Omega$, $Z_2 = 99,0 \Omega$</p> <p>$l_1 = l_{12} = l_2 = 8,65$ mm ($\epsilon_r = 1$)</p>											
<p>II $L_{Ar} < 0,5$ dB/10,95 až 11,7 GHz, analýza</p> <p>$R_A = 50 \Omega$, $Z_1 = 62,5 \Omega$, $Z_{12} = Z_2 = 50 \Omega$</p> <p>$l_1 = l_{12} = 8,80$; $l_2 = 8,50$ mm ($\epsilon_r = 1$)</p>											
f [GHz]	8,3	8,5	8,675	9,05	10	10,85	10,95	11,325	11,7	12,8	20
L_1^I [dB]	47	68		10	11,8	0,42	0,19	0,006	0,01	0,25	0,08
L_1^{II} [dB]	66	113	84	58,2	21,8	1,45	0,47	0,20	0,46	0,00	0,28

Korektory skupinového zpoždění

Ve spotřební elektronice se příliš často nepoužívají a používají-li se filtry s povrchovou akustickou vlnou, není nutné je používat ani u profesionálních zařízení. Ideální průběh přenosového útlumu korektoru je nezávislý na kmitočtu. Průběh skupinového zpoždění na kmitočtu je zvonovitý. Sériovým řazením takových korektůrů s vrcholy odpovídajícími různým kmitočtům lze vyrovnat nevychovující změnou charakteristiku ať již mezifrekvenční či základního obrazového pásma přijímače (obr. 52).



Obr. 52. Korekce skupinového zpoždění
filtru čtyřmi korektory

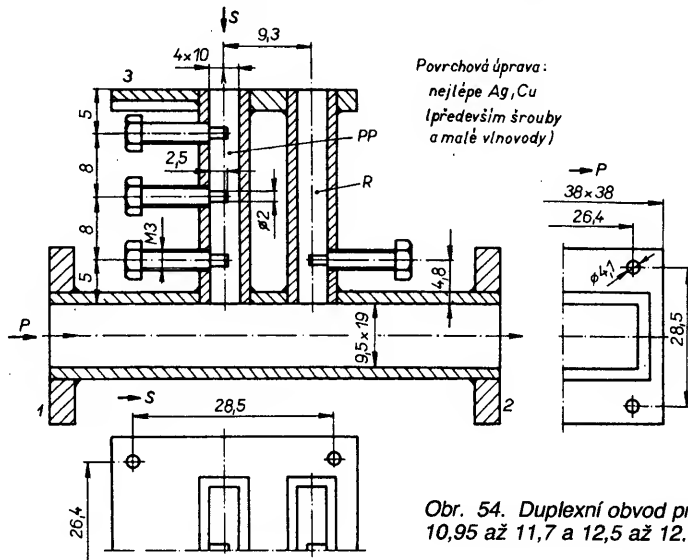


Obr. 53. Korektory skupinového zpoždění, a) pro základní pásmo, b), c) pro mř pásmo

Na obr. 53 jsou zapojení korektorů skupinového zpoždění, užívaných pro základní obrazové pásmo a pro mezifrekvenční pásmo. Vzhledem k tomu, že skupinové zpoždění po korekci je dáno součtem skupinových zpoždění, je velmi důležité, má-li korekce smysl, dbát na teplotní a časovou nezávislost parametrů stavebních prvků korektorů.

Duplexní obvody

Obecně: multiplexními obvody slučujeme signály o různých kmitočtech v jednotlivých signálních trasách do jedné trasy. Podobně rozdělujeme podle kmitočtů signály do různých tras. K tomuto účelu se používají filtry: dolní propusti, horní propusti, pásmové propusti, případně pásmové zadržky a některé další obvody jako např. cirkulátory. Při ná-



Obr. 54. Duplexní obvod pro pásma 10,95 až 11,7 a 12,5 až 12,75 GHz

vrhu multiplexního obvodu je třeba mimo návrh filtru jako dvojbranu řešit i otázku bezodrazového propojení filtrů z různých tras. Návrh multiplexeru je složitější než návrh jeho jednotlivých filtrů. Nejjednodušší se řeší jednoduchých duplexní obvod pro sloučení signálů dvou velmi rozdílných kmitočtů. Použijeme dolní a horní propust. Pro běžné potřeby není potřeba ani dělat korekci v místě spojení.

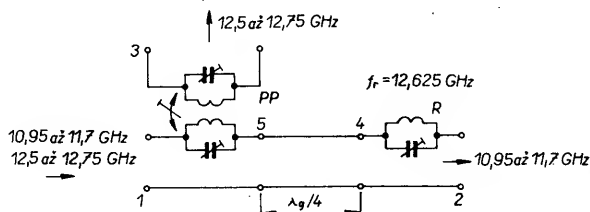
Jedno další provedení duplexního obvodu jsme si uvedli dříve – směrový filtr.

Vzhledem k tomu, že se v první fázi rozvoje družicového příjmu rozšířily vnější jednotky pro pásmo 10,95 až 11,7 GHz a přitom v dané chvíli vysílá několik družic rovněž v pásmu 12,5 až 12,75 GHz, je jednou z možností, jak rozšířit příjem i na toto pásmo, koupě další vnější jednotky. Problémem je připojení jednotky k anténě. Jedním z alternativních řešení je použití duplexního obvodu, kterým se rozděluje signál přiváděný od ozařovače do dvou signálových větví a to podle kmitočtu. K jedné větvi připojíme vnější jednotku pro pásmo 10,95 až 11,7 GHz, k druhé větvi pro pásmo 12,5 až 12,75 GHz.

by měl být co nejkratší. Vnější jednotka pro pásmo 10,95 až 11,7 GHz je připojena k bráně 2.

K funkci lze uvést, že v sérii zapojený paralelní rezonátor R se z referenční roviny 4 transformuje do referenční roviny 5, vzdálené o čtvrtinu vlnové délky jako napříč vedením zapojený sériový rezonanční obvod. Ve spodním pásmu se díky čtvrtvlnnému vedení vykompenzuji reaktivní složky pásmové propusti a rezonátoru a průchod signálu spodního pásma do výstupní brány 2 je proto bezztrátový.

Mimo rezonanční kmitočet rezonátoru R se s odstupem od tohoto kmitočtu začíná mírně uplatňovat vliv impedance vnější jednotky, připojené k bráně 2, na přenosový útlum mezi bránou 1 a 3. Impedance na bráně 2 náhradního zapojení je závislá na tom, je-li vnější jednotka zapnutá či vypnutá a dále na délce úseku vedení mezi přírubou jednotky a místem navázání rezonátoru. Mírné zmenšení či zvětšení přenosového útlumu na krajních kmitočtech pásma 12,5 až 12,75 GHz je možné experimentálně ověřit.



Obr. 55. Náhradní zapojení duplexního obvodu

Směrové a vazební členy, rozbočovače a slučovače

Směrové vazební členy se používají k celé řadě účelů. Jedním z hlavních, jak plyne z jejich názvu, je využití jejich směrových vlastností k měření velikosti postupně a odražené vlny v hlavní větvi. Jsou součástí souprav pro měření parametrů S obvodů. Dále se používají k dělení a slučování signálu o stejných kmitočtech. Pomocí směrových vazebních členů je možno realizovat celou řadu obvodů, např. balančních směšovačů, zesilovačů, fázovačů, atenuátorů aj. Využívá se specifických vlastností použitých členů k dosažení oddělení vř. větve a větve místního oscilátoru u směšovačů, bezodrazového zakončení vstupu a výstupu zesilovačů, vzájemnému oddělení výstupních či vstupních bran děličů či slučovačů signálu, tzn. že ať je na jedné z výstupních bran jakákoli impedance, do druhé se dostává signál s konstantní velikostí. Přirozeně zdroj signálu musí být přitom impedančně přizpůsoben k napájecí bráně.

Směrové vazební členy můžeme rozdělit na kvadraturní – fáze výstupních signálů jsou navzájem posunuty o 90° – a soufázové. Směrové vazební členy realizujeme pomocí vedení či obvodů se soustředěnými prvky. Podle provedení je můžeme rozčlenit na členy používající vázané vedení, větrové vazební členy, mezi ně zde zařadíme i Wilkinsonovy soufázové děliče.

Směrové odbočnice s vázanými vedeními s vlnou TEM

Tento typ kvadraturního směrového vazebního členu (SVČ) se používá velmi často. Je tvořen dvěma vázanými vedeními o elektrické délce Θ . Vazba vedení je charakterizována odbočným útlumem – přenosem ze vstupu 1 do ramene 2, je-li elektrická délka vedení 90°

$$c = \left| \frac{U_2}{U_1} \right|$$

a v decibelech jako vazební útlum

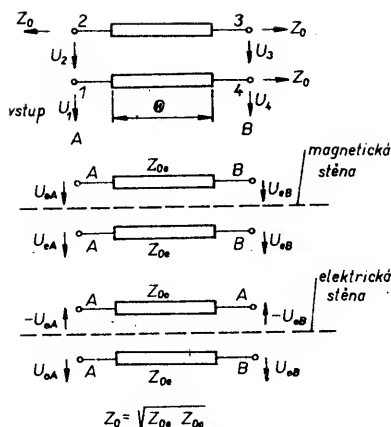
$$C = -20 \log c.$$

V izolovaném rameni, pokud jsou všechny brány přizpůsobeny, je vždy nulové napětí, $U_3 = 0$. Pro přenos do výstupních bran pro různé elektrické délky vedení platí

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{j c \sin \Theta}{\sqrt{1 - c^2} \cos \Theta + j \sin \Theta}$$

$$\frac{U_4}{U_1} = \frac{\sqrt{1 - c^2}}{\sqrt{1 - c^2} \cos \Theta + j \sin \Theta}$$

Je zřejmé, proč mluvíme o kvadraturním SVČ. Pokud existuje rovina symetrie podél vedení, lze řešení SVČ jako čtyřbranu rozdělit na řešení problému dvou dvojbranů. Vzniknou tak, že buď budíme brány A stejnými napětími, přičemž na branách B jsou připojeny stejné impedance, nebo na jedné bráně A je napětí s opačnou polaritou než na druhé bráně A. Impedance na branách B jsou opět stejné. V obou případech se čtyřbrana rozpadne na dva stejné a nezávislé dvojbrany. Určíme-li vlnové impedance takto vzniklých vedení jako Z_{0e} a Z_{0o} , pak je třeba pro bezodrazové zakončení k branám připojit impedance Z_0 obr. 56. Podobně jako lze realizovat několikaoktávkové impedanční transformátory, lze také realizovat několikaoktávkové SVČ s několika čtvrtvlnnými sekcemi o různých poměrech Z_{0e}/Z_{0o} . Pro širokopásmovou indikaci postupující či odraže-



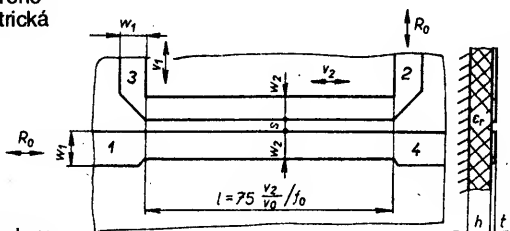
Obr. 56. Směrový vazební člen tvořený vázanými vedeními; a) základní zapojení, b) způsoby rozpadu čtyřbranu na dva dvojbrany

né vlny postačuje, připojit k rameni 2 vhodné dimenzovaný kondenzátor s detekční diodou. Jak plyne z výše uvedených vztahů, bude-li vazební úsek vedení dostatečně kratší než 90° , dostaneme na kmitočtu nezávislé detekované napětí.

Požadujeme-li vazbu C vedení na středním kmitočtu, pak pro sudou a lichou impedanci dostáváme ($e = \text{even} = \text{sudý}$, $o = \text{odd} = \text{lichý}$)

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+c}{1-c}}; Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-c}{1+c}}$$

$$c = 10^{-\frac{C}{20}}$$



Obr. 57. Jednoduchý SVČ na mikropáskových vedeních

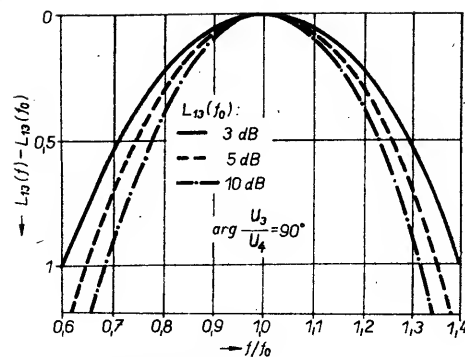
Na obr. 57 je provedení mikropáskového vedení SVČ. V tab. 8 jsou potřebná data pro realizaci na podložce z materiálu NERAFEN nebo REXOLITE a z Cuprexitu. Na obr. 58 je kmitočtový průběh odbočného útlumu.

Realizace SVČ s těsnou vazbou pomocí jednoduchých mikropáskových vedení je obtížná, mezera mezi vedeními je těžko proveditelná. Řešení představuje „víceprstový“ SVČ de Langeho typu, obr. 59. Údaje pro realizaci na běžně dostupných podložkách jsou v tab. 9. Je třeba upozornit, že přesnější shoda s naměřenými výsledky byla u těch

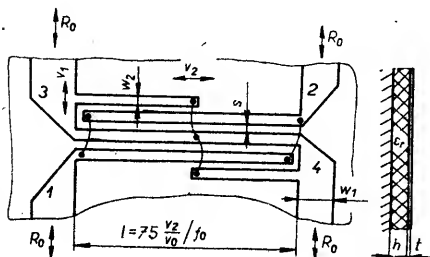
Tab. 8. Parametry jednoduchého SVČ pro $R_0 = 50 \Omega$

L_{13} [dB]	ϵ_r	t/h	w_1/h	w_2/h	s/h	$\frac{v_1}{v_0}$	$\frac{v_2}{v_0}$
10	2,65	0,02	2,77	2,33	0,153	0,68	0,69
	4	0,02	2,10	1,75	0,20	0,574	0,584

vzorků, u nichž se neuvažovala korekce na tloušťku vodiče. Provedení SVČ je patrné na obr. 60. Naměřená změna odbočného útlumu



Obr. 58. Odbočný útlum čtvrtvlnně vázaných směrových odbočnic



Obr. 59. Kvadraturní SVČ de Langeho typu

Obr. 60. Provedení SVČ s odbočným útlumem 3 dB (viz 3. str. obálky)

mu v oktávkovém pásmu je $\pm 0,5$ dB. Tloušťka materiálu je 1,5 mm.

Nahradíme-li vedení ekvivalentními obvody se soustředěnými prvky, můžeme realizovat kvadraturní SVČ např. podle obr. 61 pro pásmo 40 až 90 MHz s odbočným útlumem 3 dB. Nalezne uplatnění při řešení různých systémových problémů. Lze jej s úspěchem použít při realizaci směšovače s potlačeným zrcadlovým signálem 12 GHz/70 MHz. Rozdíl fáze mezi branami 2 a 3 je v mezích 92° až 93° . Provedení je na obr. 62.

Tab. 9. Parametry SVČ de Langeho typu

Diagram of a four-port device with phase shifts and loss parameters:

- Top port (2): 0°
- Bottom port (3): 0°
- Left port (1): 90°
- Right port (4): 90°
- Loss parameter: $L_{12} [\text{dB}] = -10 \log(1 - |\Gamma_{10}|^2)$
- Loss parameter: $L_{41} = \infty$

f_0 [GHz]:

$R_0 = 50 \Omega$

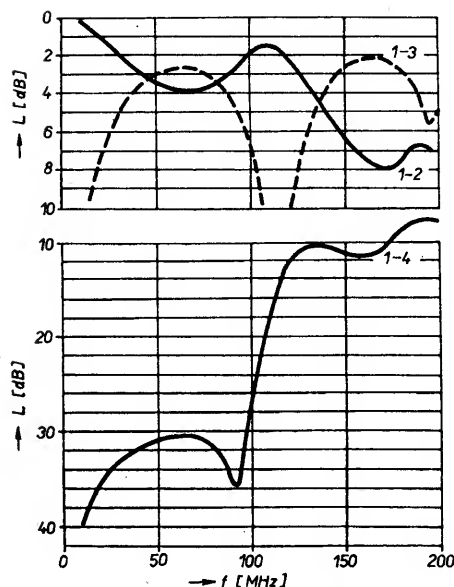
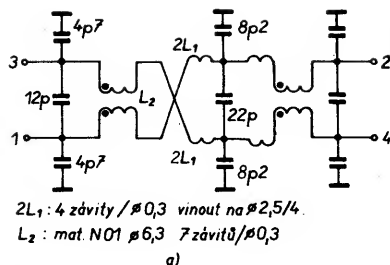
L_{13} [dB]	t/h	ϵ_r	w_1/h	w_2/h	s/h	$\frac{v_1}{v_0}$	$\frac{v_2}{v_0}$
3	0,00	2,53	2,9	0,5	0,05	0,688	0,72
	0,02	2,65	2,77	0,466	0,098	0,679	0,719
	0,02	4	2,066	0,293	0,111	0,568	0,608
5	0,02	2,65	2,77	0,586	0,227	0,679	0,715
	0,02	4	2,065	0,353	0,260	0,568	0,606

Výsledky dobře použitelné pro $h/f_0 \sqrt{\epsilon_r} < 8$ mm/GHz

$\epsilon_r = 2,65$ (NERAFEN, Spolana Neraťovice)

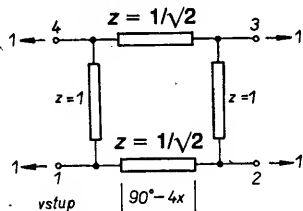
$\epsilon_r = 4$ (CUPREXIT, některý)

Tab. 8. Parametry jednoduchého SVČ pro $R_0 = 50 \Omega$

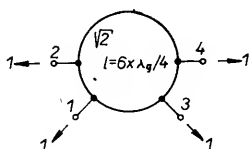


Obr. 61. Kvadrurní SVČ se soustřednými prvky pro pásmo 40 až 90 MHz; a) zapojení, b) naměřené vlastnosti

Obr. 62. Provedení SVČ pro 40 až 90 MHz (viz 3. str. obálky)



Obr. 63. Jednoduchý kvadrurní větvoř SVČ



Obr. 64. Souřazový kruhový SVČ

Větvoř SVČ

Jsou to vazební členy vytvořené vedeními či ekvivalentními obvody se soustřednými prvky. Vedení nemají vzájemnou vazbu.

Jednoduchý kvadrurní větvoř člen s rameny o elektrické délce 90° a s dělením výkonu 1:1 ve výstupních ramenech 2 a 3 je na obr. 63. Jsou uvedeny normované impedance větví. Výstupní napětí na bráně 4 je

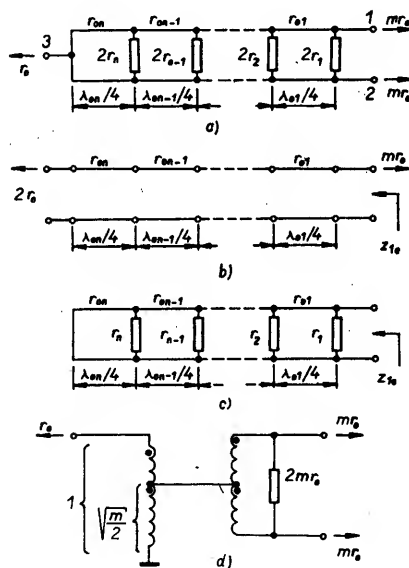
nulové pouze pro střední kmitočty. Tento SVČ je úzkopásmový. Lze s ním dobře realizovat obvody v šířce pásma 10 %. Pokud jsou rozměry rozvětvení vedení srovnatelné s vlnovou délkou, není návrh tohoto SVČ jednoduchý. Později si uvedeme provedení SVČ při praktickém použití ve směšovačích.

Souřazový SVČ s poněkud větší šířkou pásma je na obr. 64. Opět jsou uvedeny normované impedance. Dělení výkonu je 1:1. Tento SVČ se používá rovněž často při konstrukci směšovačů, zvláště směšovačů s malými konverzními ztrátami a potlačením signálů v zrcadlovém pásmu kmitočtů.

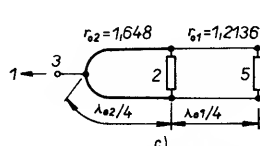
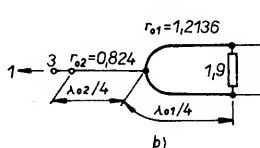
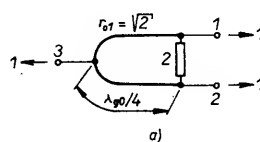
Wilkinsonovy děliče výkonu

Wilkinsonovy děliče výkonu jsou speciálním případem směrových vazebních členů – čtyřbranů, u nichž je čtvrtá brána odporově zakončena. Můžeme jimi souřazově rozdělovat signál z jedné brány do dvou bran, můžeme dva signály přiváděné do dvou bran sloučit a se ztrátou 3 dB společně vyvést na třetí bránu. Prostřednictvím Wilkinsova děliče výkonu můžeme snadno zároveň transformovat impedance (např. z 50 Ω vnější jednotky na 75 Ω vnitřní jednotky), aniž by se zvětšila komplexnost děliče.

Na obr. 65 a jsme si uvedli obecné řešení Wilkinsova děliče výkonu včetně možnos-



Obr. 65. Wilkinsonovy děliče výkonu; a) obecné provedení, b) obvod děliče při souhlasném buzení bran, c) obvod děliče při nesouhlasném buzení bran, d) jednoduchý dělič s dvěma transformátory



Obr. 66. Vlastnosti některých provedení Wilkinsoových děličů výkonu v pásmu kmitočtů $f_2:f_0:f_1=1,3:1:0,7$

ti transformovat impedance v poměru 1:m. Obecně nejjednodušší určíme prvky několika-kastupňového děliče podle požadavků na šířku přenášeného pásma z hlediska izolace bran 1 a 2 a impedance přizpůsobení bran. Vzhledem k symetrii děliče podle jedné roviny rozdělíme celý problém na dva dílčí problémy. Při souhlasném vybudění (obr. 65b) určíme normované impedance transformátoru složeného z n sekcí. Počet sekcí volíme s ohledem na impedance přizpůsobení ve zvolené šířce pásma, na složitost a praktickou realizovatelnost zapojení. Příčné rezistory větví určíme tak, aby bylo dosaženo maximální izolace bran 1 a 2 ve zvoleném pásmu. Určíme-li normované impedance při souhlasném vybudění, Z_{1e} – obr. 65b, a nesouhlasném vybudění, Z_{1o} – obr. 65c, můžeme pro normovanou impedance na bráně 1 psát

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{Z_{1e} + \frac{Z_{1e} + m r_o}{Z_{1o} + m r_o}} + \frac{1}{Z_{1o} + \frac{Z_{1o} + m r_o}{Z_{1e} + m r_o}}}$$

Pro přenos U_2/U_1 dostáváme

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 + \frac{Z_{1e} + m r_o}{Z_{1o} + m r_o} \frac{Z_{1o}}{Z_{1e}}} - \frac{1}{1 + \frac{Z_{1o} + m r_o}{Z_{1e} + m r_o} \frac{Z_{1e}}{Z_{1o}}}$$

Požadujeme-li maximální izolaci, tj. $U_2/U_1 = 0$, dostáváme pro impedance při nesouhlasném vybudění

$$\frac{Z_{1o}}{m r_o} = \frac{Z_{1e}}{m r_o}$$

Za této podmínky je potom impedance na bráně 1

$$Z_1 = m r_o$$

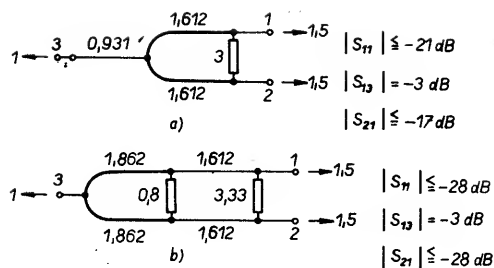
Použijeme-li tuto podmínku na zapojení děliče výkonu se soustřednými prvky – dvěma fentovými transformátory užíváními až do pásma UHF – dostáváme zapojení podle obr. 65d; zapojení dělí výkon a případně mění impedance.

Na obr. 66 a 67 jsou parametry zapojení a vlastnosti některých Wilkinsoových děličů s ideálními prvky zapojení pro šířku pásma, odpovídající pásmu první mezifrekvence 950 až 1750 MHz. Alternativní souřazový dělič s velkou šířkou pásma, s pouze jedním příčným rezistorem a dvěma vázanými vedeními je na obr. 68. Na obr. 69 je prakticky užívané zapojení rozbočovače pro pásmo 50 až 700 MHz.

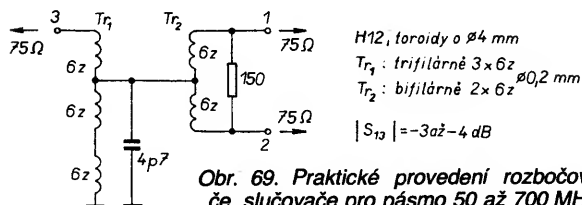
$$\begin{aligned} |S_{33}| &\leq -16 \text{ dB} \\ |S_{11}| &\leq -31 \text{ dB} \\ |S_{13}| &\leq -3 \text{ až } -3,1 \text{ dB} \\ |S_{21}| &\leq -15 \text{ dB} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |S_{33}| &\leq -30 \text{ dB} \\ |S_{11}| &\leq -21 \text{ dB} \\ |S_{13}| &\leq -3 \text{ dB} \\ |S_{21}| &\leq -19 \text{ dB} \end{aligned}$$

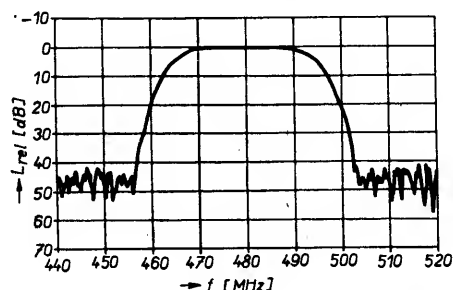
$$\begin{aligned} |S_{33}| &\leq -28 \text{ dB} \\ |S_{11}| &\leq -30 \text{ dB} \\ |S_{13}| &\leq -3 \text{ dB} \\ |S_{21}| &\leq -30 \text{ dB} \end{aligned}$$



Obr. 67. Vlastnosti některých Wilkinsonových děličů výkonu s transformací impedancí 1:1,5



Obr. 69. Praktické provedení rozbočovače, slučovače pro pásmo 50 až 700 MHz



Obr. 70. Vlastnosti filtru s PAV typu Y6901

Filtry s povrchovou akustickou vlnou

Filtry s povrchovou akustickou vlnou mají proti filtrům tvořeným cívkami celou řadu předností: pevně nastavenou přenosovou charakteristiku, není nutné nastavování, jsou stabilní, lze nezávisle specifikovat amplitudovou a fázovou přenosovou charakteristiku, důležité vlastnosti mohou být specifikovány v úzkých tolerancích, filtry zabírají málo místa. Ze záporných vlastností lze uvést velký vložný útlum.

Princip filtru spočívá nikoli na rezonanci, ale na interferenčních vlastnostech mechanických vln. Z toho plynou některé odchylné vlastnosti proti cívkovým filtrům. Je třeba při montáži dát pozor na přeslech, který vzniká elektrickým přemostěním vstupní a výstupní brány filtru a projevuje se jako echo. Typickým rušivým signálem je TTE (triple-transit echo) – vzniká podobně jako na špatně impedance přizpůsobeném kabelu. Z tohoto hlediska je velký vložný útlum filtru žádoucí. V závěrné oblasti mohou tyto filtry špatně potlačovat některé harmonické propustného pásma.

Impedance bran jsou dány především impedancemi měničů a mohou spolu s připojenými vnějšími impedancemi ovlivňovat přenosovou charakteristiku. Je proto vhodné používat výrobcem doporučené zakončovací impedance.

Pásmová propust pro mezifrekvenční kmitočet 479,5 MHz v pozdru z plastické hmoty pro zařízení spotřební elektroniky je na obr. 70 a v tab. 10.

Směšovače

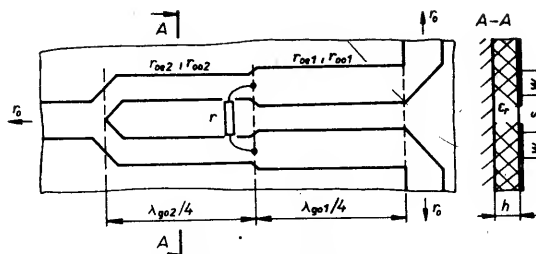
Hlavní použití směšovačů je v měničích kmitočtu (nahoru, dolů) a ve fázových detek-

torech. V principu se používá časově proměnný rezistor. Prakticky se využívá nelineární závislosti napětí a proudu u takových stavebních prvků směšovačů, jako je tranzistor či dioda. Směšovače jsou realizovány jako jednoduché – s jednou diodou či tranzistorem, jednoduše vyvážené – balanční, až po dvojité vyvážené s čtyřmi tranzistory či diodami nebo osmi diodami. Kromě aktivních prvků je třeba k realizaci směšovačů použít další stavební prvky. Jsou to duplexní obvody a směrové vazební členy (z nichž nejvíce používané jsou souřadkové a kvadratické SVČ s vazbou 3 dB – tzv. hybridy a baluny).

Mezi základní vlastnosti směšovačů lze řadit konverzní ztráty, jednodanové šumové číslo, izolace mezi branami směšovače, kompresní bod 1 dB, úroveň harmonických intermodulačních produktů, úroveň dvoutónových intermodulačních produktů a polaritu usměrněného signálu na výstupu při použití jako fázový detektor. Mezi další vlastnosti můžeme řadit citlivost výše uvedených parametrů na impedance zakončení jednotlivých bran směšovače a pronikání harmonických místního oscilátoru do jednotlivých bran směšovače.

Podle důrazu na některý či některé uvedené parametry volíme určité uspořádání směšovače.

Uvedeme si některá zapojení směšovačů, použitelná při realizaci přijímačů, tj. od výběru subnosných zvuku až po směšovač vnější jednotky. Většinu směšovačů lze použít rovněž ve fázových detektorech fázových smyček syntezátorů kmitočtu či demodulátorů FM. Další informace nalezne čtenář v literatuře.



ČSV ≤ 1,2 pro f_1 až f_2 kde $f_2 : f_0 : f_1 = 1,5 : 1 : 0,55$

$r/r_0 = 1,294$

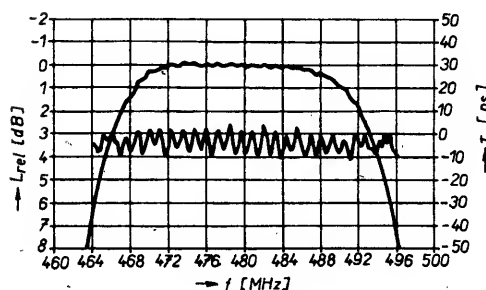
$r_{0e1}/r_0 = 1,244$; $r_{0e2}/r_0 = 0,734$

$r_{0e2}/r_0 = 1,608$; $r_{0e2}/r_0 = 1,346$

Obr. 68. Širokopásmový dělič výkonu s vazebními vedeními a jedním příčným odporem

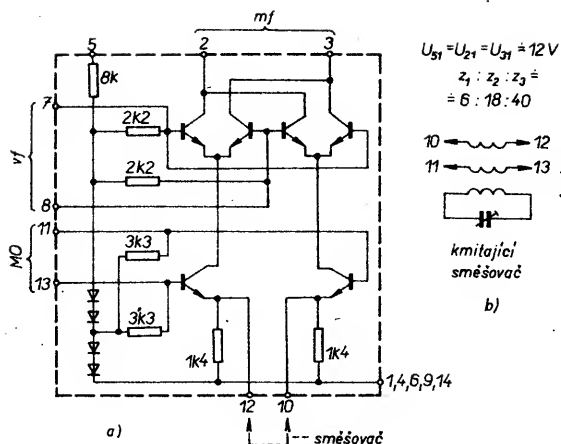
Dvojité vyvážený tranzistorový směšovač

Dvojité vyvážený tranzistorový směšovač v monolitickém provedení je na obr. 71a. Na obr. 71b je zpětnovazební obvod pro vytvoření kmitajícího směšovače.

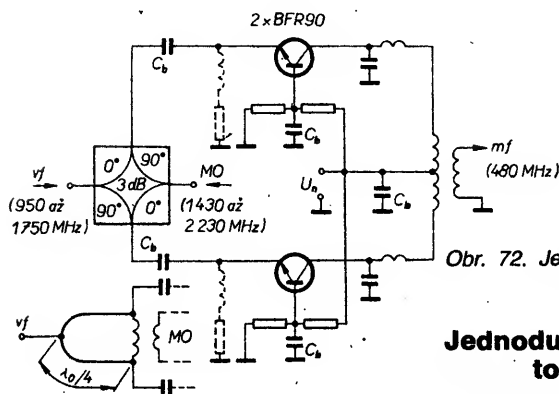


Tab. 10. Filtr s povrchovou akustickou vlnou firmy Siemens

Typ filtru	QFWY6901
Impedance zdroje	50 Ω
Impedance zátěže	50 Ω
Vložný útlum (479,5 MHz)	17,4 dB
Šířka pásma pro pokles	
1 dB	21,8 MHz
3 dB	27,0 MHz
25 dB	41,6 MHz
Útlum v zádržném pásmu	
380 až 455 MHz	47,0 dB
504 až 580 MHz	40,0 dB
Potlačení odražených signálů	
0,2 až 2 μs	
za hlavním signálem	46,0 dB
Potlačení přeslechů	
0,3 až 0,2 μs	
před hlavním signálem	46,00 dB
Skupinové zpoždění	±4 ns
Impedance bran při 479,5 MHz	
vstup $Z_{IN} = R_{IN}/C_{IN}$	105 kΩ/3,3 pF
výstup $Z_{OUT} = R_{OUT}/C_{OUT}$	400 kΩ/3,4 pF
Teplotní součinitel	-94 · 10 ⁻⁶ /K
2 vstup	1, 4, 5, 6, 10
3 vstup, zem	zem
7 výstup	
8 výstup, zem	



Obr. 71. Dvojitě vyvážený tranzistorový
a) směšovač, b) kmitající směšovač typu
SO42P (Siemens)

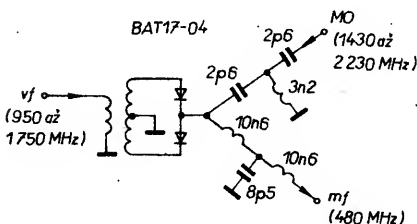


Obr. 72. Jednoduchý balanční tranzistorový směšovač

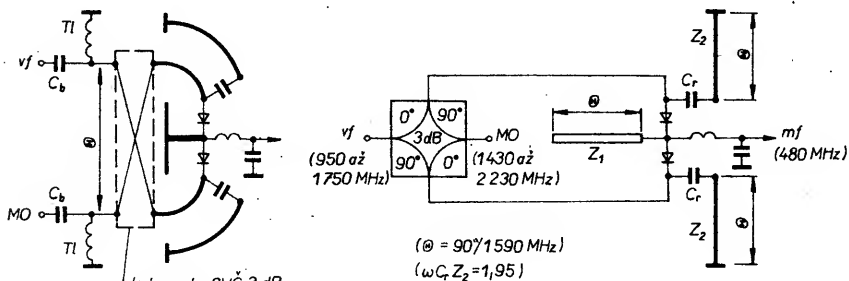
Jednoduchý balanční tranzistorový směšovač

Jednoduchý balanční tranzistorový směšovač s běžným bipolárním tranzistorem BFR90 je na obr. 72. Lze jej použít k výběru kanálu z prvního mf pásma 950 až 1750 MHz. Kvadrurní hybrid pro vstup jsme si již uvedli dříve – de Langeho 3dB SVČ. K realizaci výstupního transformátoru lze použít dat uvedených pro širokopásmový soufázový dělič výkonu s feritovým jádrem. Alternativně použijeme balun tvořený koaxiálním vedením dlouhým 180°. Použijeme-li na vstupu kvadrurní hybrid, proniká odražený signál místního oscilátoru od tranzistorů do signálové větve. Pokud tomu chceme zabránit, použijeme hybridní soufázový člen (0°/0° a 0°/180°). Může to být upravený Wilkinsonův dělič výkonu podle obr. 72. Základní stavební prvek směšovače, tranzistor BFR90, byl vyzkoušen v základních zapojeních, se slučovačem na vstupu – obr. 73. Použití slučovače a impedenční nepřizpůsobení výstupu vedlo k větším konverzním ztrátám, 7 až 12 dB. Rovněž tak nemohlo být zabráněno pronikání signálu místního oscilátoru do signálové větve a potlačení intermodulačních produktů druhého řádu $f_{m1} \pm f_{m2}$.

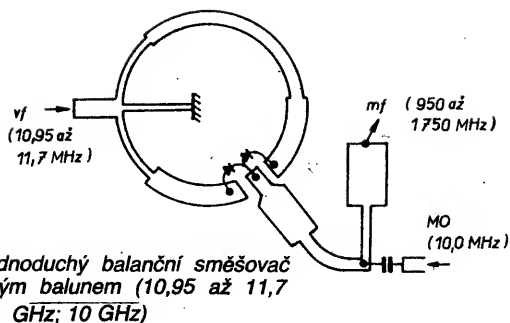
Obr. 73. Jednotranzistorový směšovač (950 až 1750)/480 MHz (viz 3. str. obálky)



Obr. 74. Jednoduchý balanční směšovač s duplexním obvodem



Obr. 75. Jednoduchý balanční směšovač s Schottkyho diodami (BAT 17-04) a kvadrurním hybridem



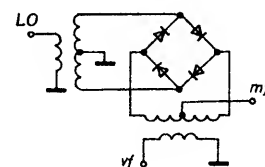
Obr. 76. Jednoduchý balanční směšovač s jednoduchým balunem (10,95 až 11,7 GHz; 10 GHz)

Jednoduché balanční diodové směšovače

Některé jednoduché balanční diodové směšovače dobře realizovatelné od pásma UHF po SHF jsou na obr. 74, 75 a 76. U všech těchto směšovačů mezifrekvenční kmitočty leží pod pásmem kmitočtů vstupního signálu a místního oscilátoru. Údaje v závorce odpovídají realizovaným zapojením. I jednoduchá balanční zapojení mají výhodu v tom, že potlačují intermodulační produkty druhého řádu. To je zvlášť důležité, pokud nechceme před druhým směšovačem družicového přijímače používat laděnou pásmovou propust. Spolu s vhodnou volbou druhého mezifrekvenčního kmitočtu dosáhneme výrazného potlačení rušení intermodulačními produkty druhého řádu proti případu, kdy je použit jednodiodový směšovač bez preselektoru. Jako symetrizační zapojení podle obr. 74 lze použít dříve uvedený balun z mikropáskového a šterbinového vedení.

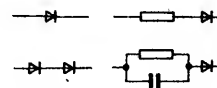
Dvojitě balanční směšovače a směšovače s osmi diodami

Dvojitě balanční směšovače jsou pro svoje vlastnosti, jako je široký rozsah pracovních kmitočtů a ze symetrie vyplývající vzájemné oddělení bran, nejvíce nabízenými typy – obr. 77. Vzhledem k obtížím s realizací ideálních symetrizačních transformátorů nedosahuje u těchto směšovačů mezifrekvenční kmitočty pásma kmitočtů vstupního signálu a místního oscilátoru.



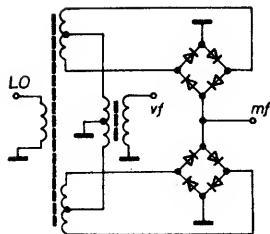
Obr. 77. Dvojitě balanční směšovač

Podle požadavků na úroveň intermodulační odolnosti směšovačů se kromě obvykle jedné diody ve větvi směšovače používají diody dvě, dioda zapojená s přesným sériovým odporem či další kombinace podle obr. 78.

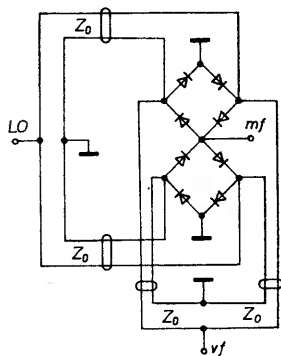


Obr. 78. Prvky ve větvích dvojitých směšovačů

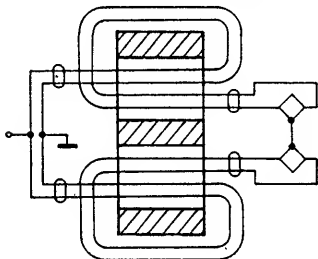
Pokud chceme, aby maximální pracovní mf kmitočty odpovídaly kmitočtu signálovému a místního oscilátoru, volíme zapojení podle obr. 79. Povážíme si, že směšovač má obecně zhoršené vlastnosti, blíží-li se mf kmitočty k nule. Část diod je zkratována signálovým transformátorem. Praktické zapojení osmidiodového směšovače je na obr. 80. Je tvořeno symetrizačními baluny, které



Obr. 79. Vyvážený směšovač s osmi diodami



Obr. 80. Osmidiodový balanční směšovač, prakticky používané zapojení

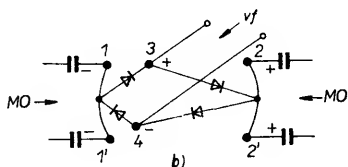
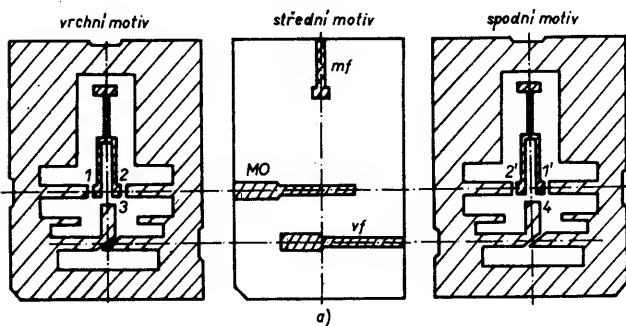


Obr. 81. Vinutí závitů tlumivkového vedení pro osmidiodový směšovač na dvouděrovém jádře

se chovají při soufázovém buzení jako tlumivka. Zapojení jedné dvojice je na obr. 81. Použijeme dvouděrová jádra Siemens a dio-

Obr. 82. Realizovaný osmidiodový balanční směšovač s diodami KAS44 (viz 3. str. obálky)

Obr. 83. Realizovaný čtyřdiodový balanční směšovač s diodami KAS44 (viz 3. str. obálky)



Tab. 11. Vlastnosti balančního směšovače 10 MHz – 3 GHz s osmi diodami

Diody: VBS718 (TESLA), feritové jádro: B62152 – A8 – X30 (Siemens)					
f_{LO} [GHz]	f_{RF} [GHz]	f_{IF} [GHz]	L_{LO-IF} [dB]	L_{RF-IF} [dB]	CL [dB]
0,3	0,2	0,1	32	25	6
1	0,9	0,1	32	30	6
1,8	1,7	0,1	32	28	6
2,3	1,7	0,6	36	24	7,5

dy VBS. Výsledky měření jsou patrné z tab. 11. Lze ovšem použít i tuzemská jádra a diody KAS44 – obr. 82, či diody BAT firmy Siemens.

Při praktické realizaci dvojité vyvážených směšovačů na nižších kmitočtech podle obr. 77 používáme trifilární vinuté transformátory na feritových jádrech – obr. 83. S diodami VBS718-716 lze pro převod prvního mf kmitočtu použít s úspěchem i nemagnetická – pouze nosná jádra. Jedno další řešení dvojitého balančního směšovače je na obr. 84. Symetizační transformátory jsou realizovány pomocí Marchandových balunů třetího a čtvrtého řádu na trojitě plátovaném dialektickém nosiči, umístěném v kovovém pouzdře. Směšovač byl vyvinut pro pásmo vf a MO 2,4 až 3,6 GHz a mf pásmo 20 až 1200 MHz. Oddělení místního oscilátoru dosahovalo 30 až 60 dB.

Směšovač s potlačeným zrcadlovým signálem

Vhodným využitím fázových vztahů mezi jednotlivými produkty směšování lze dosáhnout potlačení zrcadlového signálu – obr. 85, případně navíc využít dalších fázových vztahů – v závorkách – ke zmenšení konverzních ztrát směšovače při zmenšení šířky pásma vzhledem k prvnímu případu.

Obě řešení naleznou uplatnění všude tam, kde buď prakticky dosažitelné potlačení zrcadlového signálu směšovačem (15 až 20 dB) je postačující, nebo jako doplněk kanálového filtru k zlepšení zrcadlové selektivity. Přitom u prvního řešení lze dosáhnout malého útlumu odrazem na signálovém vstupu, u druhého na oscilátorovém vstupu a lze tak navíc i ušetřit v nutných případech izolátory.

Obě řešení mohou tedy nalézt uplatnění při řešení vstupních obvodů přijímačů RDS, přitom druhé řešení, s kterým lze dosáhnout malého šumového čísla, je zajímavé z hlediska individuálního přijímače zvláště tehdy, je-li volen mezifrekvenční kmitočet jako násobek $(2k + 1)/2$ odstupu mezi kanály RDS.

Pak má zrcadlový signál navíc opačnou polarizaci než signál žádaný. Převod z pásma 1. mezifrekvence na nízkou 2. mezifrekvenci bez preselektoru směšovače je rovněž možný.

Z hlediska realizace je snazší první provedení, neboť všechny stavební prvky jsme si již uvedli.

Druhý případ vyžaduje řešit jednotlivé směšovače ve větvích jako reaktivně zakončené na zrcadlovém kmitočtu a dále užít jiné stavební prvky jednotlivých směšovačů tak, aby délka větvi mezi soufázovým signálovým hybridem a jednotlivými směšovači byla co nejkratší a dále, aby jak vstupní, tak zrcadlový signál se odrážely od jednotlivých směšovačů směrem ke vstupnímu hybridu [20]. Reaktivní zakončení na součtovém kmitočtu lze realizovat pro každou směšovací diodu samostatně a tím dále zmenšit konverzní ztráty.

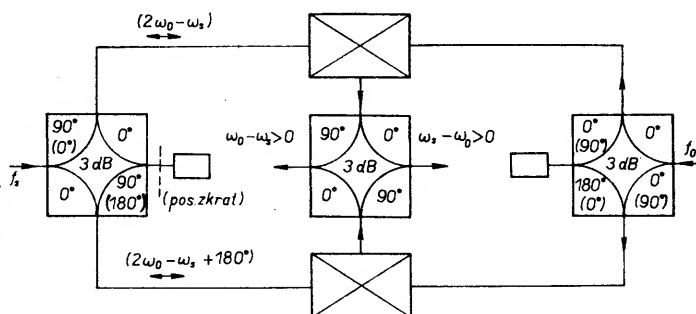
Provedení mikrovlnné části prvního typu směšovače je patrné z obr. 86.

Obr. 86. Mikrovlnná část směšovače s potlačeným zrcadlovým signálem (10,95 až 12,75 GHz)/70 MHz (viz 3. str. obálky)

Některá další zapojení

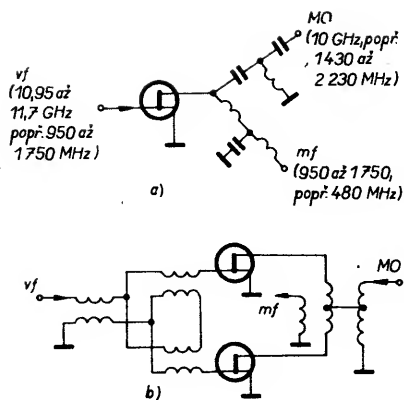
Zapojení směšovače s tranzistorem FET, které se často používá ve vnějších jednotkách a lze je rovněž použít pro výběr kanálu v oblasti první mezifrekvence, je na obr. 87a. Na obr. 87b je principiální zapojení balančního směšovače se stejným typem tranzistoru. Ze zapojení jsou patrné další možné způsoby realizace balunů a hybridních soufázových členů pomocí feritových transformátorů.

Na obr. 88a je další možné provedení balančního směšovače s duplexním obvodem. Je to velmi jednoduché a úsporné

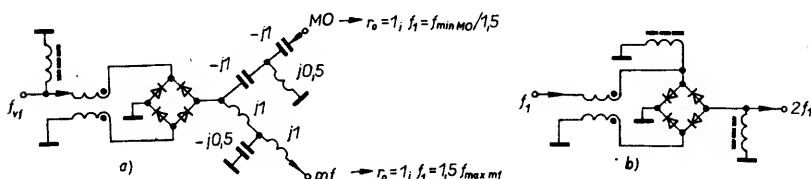


Obr. 85. Zapojení směšovače s potlačeným zrcadlovým signálem (a sníženými konverzními ztrátami)

Obr. 84. Dvojité balanční směšovač s velkou izolací MO/vf a MO/mf



Obr. 87. Směšovač s FET a) a duplexním obvodem v elektrodě D, b) balanční s hybridním členem v elektrodě D



Obr. 88. Použití jednoduchého tlumivkového vedení – balunu k vytvoření a) směšovače, b) zdvojovače kmitočtu

zapojení pro výběr kanálu z první mezifrekvence. Lze použít diody BAT17-04 aj. Jsou potlačeny intermodulační produkty $f_{m1} \pm f_{m2}$. Reaktance duplexního obvodu jsou uvedeny v normovaném tvaru. Pro impedanci bran např. 75Ω bude reaktance prvků na kmitočtu f_1 součinem 75Ω s uvedenou normovanou hodnotou. Balun na feritovém jádře jsme si uvedli na obr. 81. Tento směšovač můžeme rovněž s úspěchem použít k realizaci konvertoru (1750 až 2000)/(950 až 1200) MHz s místním oscilátorem 800 MHz, připojeným do větve mf, nebo v případě převráceného výstupního spektra přivedeme signál oscilátoru 2950 MHz do původně označené větve.

Pro úplnost je na obr. 88b zapojení zdvojovače kmitočtu (např. oscilátoru 450 až 900 MHz na kmitočet 900 až 1800 MHz). Použít můžeme diody typu BAT17-04 a tenž balun.

Atenuátory a přepínače s diodami PIN

Řízené atenuátory používáme k tomu, abychom zabezpečili pevný pracovní bod demodulátoru. Ruční zásah do úrovně signálu na vstupu FM demodulátoru PLL může snížit, případně zvýšit práh demodulace. Atenuátory mohou být v celém rozsahu řízení útlumu impedančně přizpůsobené, jednodušší provedení velkou část vstupního signálu odrážejí zpět na vstupní bránu.

Diodové přepínače použijeme k přepínání vnitřní jednotky na různé vnější jednotky, jimiž se přijímají signály různé polarizace, různá kmitočtová pásma, případně různé družice. Použijeme je rovněž ve spojovací větvi několikapásmová vnější jednotka – vnitřní jednotka s tunerem o rozsahu pouze 950 až 1750 MHz. Alternativně zařazuje přepínač k přímému propojení do spojení pomocný konvertor (1750 až 2000)/(950 až

1200) MHz. Rovněž tak můžeme pomocí diodového přepínače volit pásmové propusti před demodulátorem FM. Přepínat lze také dva oscilátory k jednomu směšovači – jako alternativu ke ztrátovému slučovači.

Vzhledem k principu činnosti vykazují diody PIN velkou intermodulační odolnost a některé (s dlouhou dobou života minoritních nosičů) lze s úspěchem používat od kmitočtů několika MHz. K těm patří diody firmy Siemens, jako např. starší provedení BA379, dále BA885 (SMD) a novější typu BAR... (SMD). Lze je dobře používat až do kmitočtu 2 GHz. Pomineme-li parazitní prvky zapojení, lze diodu PIN považovat za řízený odpor, k němuž je připojena řízená kapacita. S parazitními prvky lze diodu PIN charakterizovat podle obr. 89a. Na obr. 89b, c je dioda zapojena do sériové, popř. paralelní větve. Abychom dosáhli bezodrazového zakončení pro různé úrovně požadovaného útlumu, zapojujeme diody do článků T či II, obr. 90

a vhodnou volbou řídicích proudů pro sériové a paralelní větve dosáhneme takových vzájemných poměrů odporů, které odpovídají přizpůsobeným útlumovým článkům T a II. Přitom dbáme na to, aby se reaktivní složky zapojení vzájemně vykompenzovaly. Abychom mohli úspěšně navrhnout bezodrazový atenuátor, potřebujeme znát nejlépe měřené impedance na branách prvku. Pro diody VBI220 a BA379 jsou uvedeny výsledky měření na kmitočtu 1,5 GHz v tab. 12 pro uspořádání měřicího přípravku podle obr. 91.

Atenuátory a přepínače se dnes ve velkém měřítku vyrábějí v monolitickém provedení s tranzistory FET.

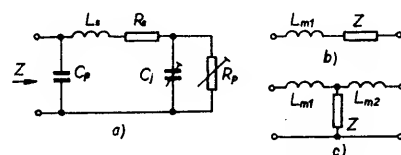
Bezodrazový atenuátor do kmitočtu 2 GHz

Zapojení atenuátoru s třemi integrovanými diodami BA379 do článku II a řídicím obvodem je na obr. 92. Provedení realizované na pocínovaném plechu je na obr. 93. Průběh útlumu v závislosti na řídicím napětí je pro kmitočtové pásmo 1 až 2 GHz na obr. 94. Atenuátor lze použít i pro nižší kmitočty. Pak je třeba pouze zvětšit kapacity blokovacích kondenzátorů a indukčnost napájecí tlumivky.

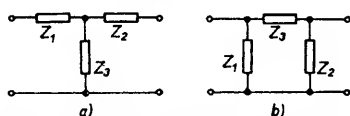
Přizpůsobený atenuátor s diodami PIN lze alternativně realizovat podle zapojení na obr. 95. Není třeba volit vhodný poměr proudů pro různé diody, jako tomu bylo v předchozím případě. Zapojení lze použít do kmitočtového rozsahu jedné oktávy a lze jím dosáhnout velkého rozsahu regulace útlumu. Kvadraturní hybridy zaručují, že se odrážený výkon od téměř zkratovaných diod nedostane na vstup, že se odrazí do izolovaného ramene hybridu, k němuž je připojen odpor odpovídající impedanci hybridu. Pokud chceme, aby vstupní brána atenuátoru byla přizpůsobena i při malých útlumech atenuátoru a nepřizpůsobené zátěži na výstupu, zařadíme za poslední diodu v každé větvi tranzistorový zesilovač. Jeho nereziproké vlastnosti zabezpečí přizpůsobení vstupní a výstupní brány nezávisle na připojené impedanci zátěže či zdroje.

Přepínač s diodami PIN

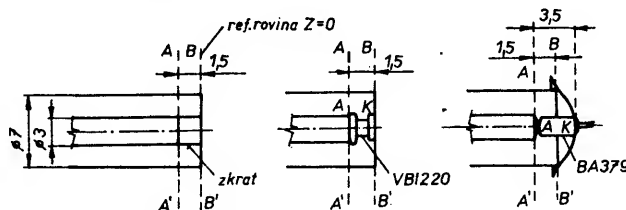
Dvě provedení přepínačů SPDT (single pole double throw) jsou na obr. 96. První provedení je vhodné pro oktavové šířky pásma s paralelně zapojenými diodami k vedením o délce 90° na středním kmitočtu. Druhé zapojení je širokopásmové a s diodami BAR firmy Siemens lze realizovat dobře tyto pře-



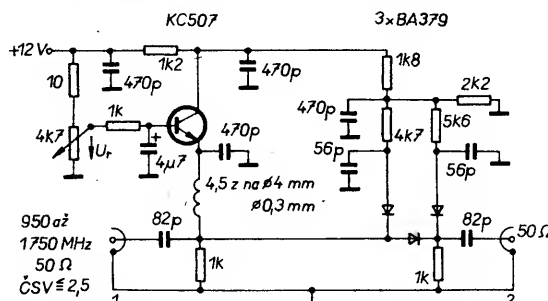
Obr. 89. Náhradní schéma diody PIN; a) v pouzdře, b) zapojení v sériové větvi s přívodními vodiči c) zapojení v příčné větvi s přívodními vodiči



Obr. 90. Integrace diod PIN do článků T či II



Obr. 91. Měření impedance diod PIN

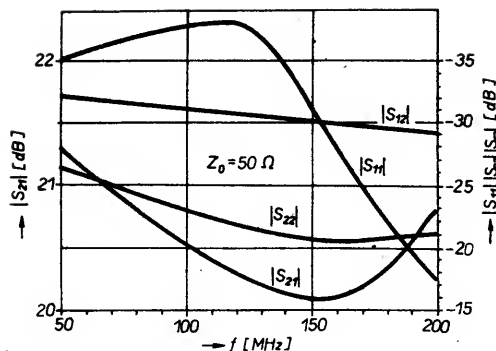


Obr. 92. Zapojení přizpůsobeného atenuátoru se třemi diodami BA379 a řídicím obvodem pro kmitočty do 2 GHz

$f = 1,5 \text{ GHz}, Z = R + jX \text{ v ref. rovině}$					
dioda PIN		VBI220		BA379	
Z [Ω]		R	X	R	X
prac. bod					
$U_{KA} \text{ [V]}$	20	15,2	-203,2	160,4	-727,7
	10	17,7	-202,9	141,8	-685,9
	0	24,2	-197,8	141,8	-685,9
$I_{AK} \text{ [μA]}$	0	26,6	-197,2	141,8	-685,9
	10	55,8	-184,7	329,7	-574,7
	50	104,4	-115	322,4	-153,5
	100	96,3	- 59,5	210,2	- 46,1
	200	68,1	- 22	118,4	- 5,1
	300	51,5	- 10,8	85,7	- 5,1
	318	45,5	- 7,9		
	400	40,1	- 5,6	65,2	8,1
	480			51,6	9,8
	500	34,3	- 3,1	53,6	9,7
	700	25,7	- 0,4	39,4	11,2
$I_{AK} \text{ [mA]}$	1	18,8	0,7	28,1	12,1
	5	4,8	2,1	7,3	12,6
	10	2,8	2,1	4,5	12,8

[illegible]

B/6
92 **Amatérské RADIO** **221**

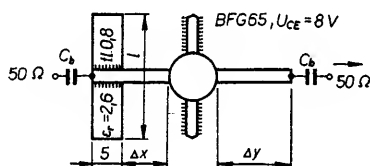


Obr. 99. Vlastnosti jednoduchého zesilovače s tranzistorem BFF90

Obr. 100. Provedení zesilovače pro pásmo 950 až 1200 MHz (viz 3. str. obálky)

či třetí mezifrekvence. Vidíme (obr. 99), že kolísání zisku nepřesahuje 1 dB v pásmu 50 až 200 MHz. Rovněž tak jsou dobře přizpůsobeny v celém pásmu obě brány zesilovače.

Zesilovač pro pásmo 950 až 1200 MHz s tranzistorem BFG65 je na obr. 100. Návrh byl proveden na základě parametrů S pro komplexně sdružené přizpůsobení na horním kmitočtu. Program pro určení vstupní a výstupní impedance při komplexně sdruženém přizpůsobení je přiložen. Pokud je tranzistor stabilní, dosáhneme při tomto přizpůsobení maximálního zisku. Přizpůsobení je jednoduchých článkem Γ na vstupu a vedením s velkou impedancí na výstupu. Všechny rozměry a dosažené výsledky je na obr. 101. Zesilovače byly použity v pomocném konvertoru (1750 až 2000)/(950 až 1200) MHz.



	l	Δx	Δy	$G [dB]$
950 až 1200	41	5	22	$\sim 14, I = 12 \text{ mA}$
950 až 1750	25	25	13	$\sim 11, I = 12 \text{ mA}$
1750 až 2000	19	2	9	$\sim 11, I = 30 \text{ mA}$

Obr. 101. Zesilovače pro pásmo 950 až 2000 MHz s tranzistorem BFG65

Jak relativně jednoduše lze experimentálně nastavit vstupní zesilovač vnější jednotky na minimální šumové číslo jednotky, je na obr. 102. K nastavení potřebujeme měřič šumového čísla nebo celý přijímací řetězec s TV signálem z antény. V posledním případě zvolíme takovou velikost signálu z družice, abychom se pohybovali v oblasti spajksů na TV obrazovce, v níž je citlivost na změnu šumového čísla největší. Zapojení podle obr. 102a je tvořeno na vstupu duplexními obvody, jimiž prochází signál a napájecí napětí bran tranzistoru. Rovněž tak duplexní obvod zabezpečuje stabilitu tranzistoru v oblasti potenciální nestability tranzistoru. Optimálního přizpůsobení na vstupu a výstupu se dosáhne pomocí posuvných čtvrtvlnných transformátorů. Jsou tvořeny jednostranně

Obr. 103. Zesilovač s tranzistorem CFY13 pro pásmo 11,2 až 11,45 GHz (4. str. obálky)

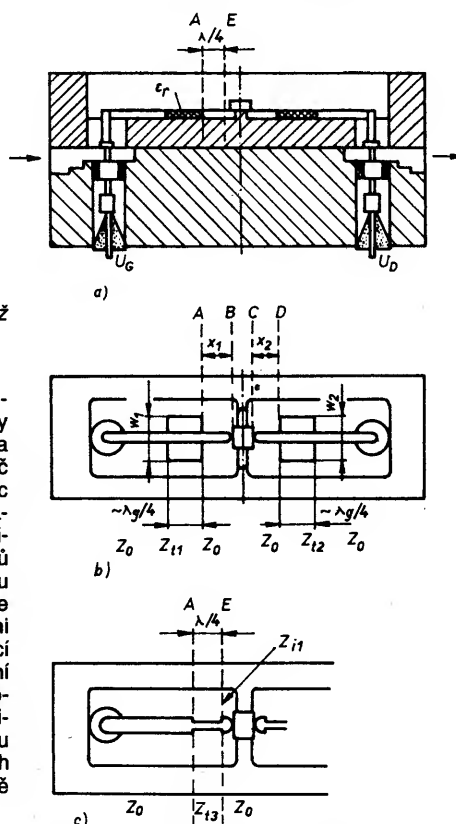
Obr. 104. Upravené zapojení dvoustupňového zesilovače 11 GHz (viz 4. str. obálky)

Obr. 105. Hybridní zesilovač Mitsubishi MGF12203 pro pásmo RDS (viz 4. str. obálky)

plátovanou dielektrickou destičkou, vloženou pod vzduchové mikropáskové vedení. Nalezením optimálních vzdáleností x_1 a x_2 a šířek w_1 a w_2 , popř. impedancí čtvrtvlnných transformátorů (obr. 102b) je realizován zesilovač s malým šumem. Šířku pásma zesilovače můžeme většinou zvětšit, pokud dielektrické transformátory nahradíme přepočtenými transformátory bez dielektrika podle obr. 102c. V prvním kroku realizovaný zesilovač, jehož šířka pásma je postačující pro příjem družice ASTRA 1A, je na obr. 103. Celé pásmo 10,95 až 11,7 GHz obsáhne tento zesilovač po úpravě podle obr. 102c. Přechody z vlnovodu na koaxiální vedení jsme si uvedli dříve.

Na obr. 104 je upravené zapojení zesilovače jedné stavebnice družicového přijímače. Původní zapojení bylo zřejmě dosti dobře navrženo z hlediska pracovního kmitočtu, nebylo ovšem vcelku analyzováno z hlediska stability. Po vyřazení indukčnosti se sériovým rezonátorem v emitoru tranzistoru a úpravou vazebních obvodů a předěláním pásmové propusti za zesilovačem se podařilo dosáhnout parametrů, odpovídajících použitým tranzistorům MGF1412 a MGF1203 firmy Mitsubishi v pásmu 11,2 až 11,45 GHz. V tomto případě tříkolkové transformátory na vstupu a výstupu sloužily k nastavení minimálního šumového čísla celé vnější jednotky.

Máme-li k dispozici šumové parametry a parametry S tranzistoru, můžeme zesilo-



Obr. 102. Jednoduché zapojení pro optimální nastavení zesilovače s tranzistorem FET či HEMT

vač navrhnout různými způsoby, včetně použití optimalizačních programů CAD. Nezapomeneme přitom na analýzu stability tranzistoru v navrženém zapojení v širokém kmitočtovém pásmu. V seznamu literatury lze nalézt další informace.

Hybridní zesilovače

Pro pásmo VHF a UHF jsou známé hybridní zesilovače firmy Philips řady OM např. OM361. V některých stavebnicích byly použity jako zesilovače pro úzké pásmo druhé mezifrekvence. To je zbytečný přepych – potřebného zesílení lze dosáhnout jedním optimálně přizpůsobeným běžným tranzistorem, např. MRF571 nebo tranzistorem řady BFR.

Povšimneme si raději hybridního zesilovače MGF12203 firmy Mitsubishi s tranzistorem MGF1304 a MGF1303. Je realizován na korundové destičce o tloušťce 0,635 mm, obr. 105. Destička je připevněna na invarovou podložku. Kryt je z plněného polyetylénu. Hybridní zesilovač neobsahuje úplné duplexní obvody v přívodech k elektrodám tranzistoru s tlumivými rezistory. Ty je třeba z vnějšku doplnit, stejně tak je třeba dát pozor na tlumení nežádoucích vidů v proudě, do nějž umístíme zesilovač. Vstupní a výstupní připojované impedance mají být 50 Ω . Přestože zesilovač typu MGF12203 je určen pro pásmo RDS, pracuje se zaručeným ziskem 16 dB v pásmu 10,95 až 12,75 GHz. Typické šumové číslo podle výrobce (v pásmu RDS) je menší než 2,6 dB.

Vzhledem k tomu, že cena použitých a dostupných tranzistorů tvoří stěží jednu čtvrtinu ceny hybridního zesilovače, není bez zajímavosti úplné zapojení celého hybridního zesilovače (obr. 106).

Napájecí obvody tranzistorů FET a HEMT

Velice jednoduše lze realizovat napájecí obvod s monolitickým měničem napětí ICL7660 – obr. 107a. U tranzistorů dbáme, aby řídící elektroda byla vždy alespoň přes velký odpor spojena se zemí. Na obr. 107b je složitější napájecí obvod s časovačem NE555. Chceme-li důkladně stabilizovat pracovní bod tranzistoru, lze tak učinit podle zapojení na obr. 108.

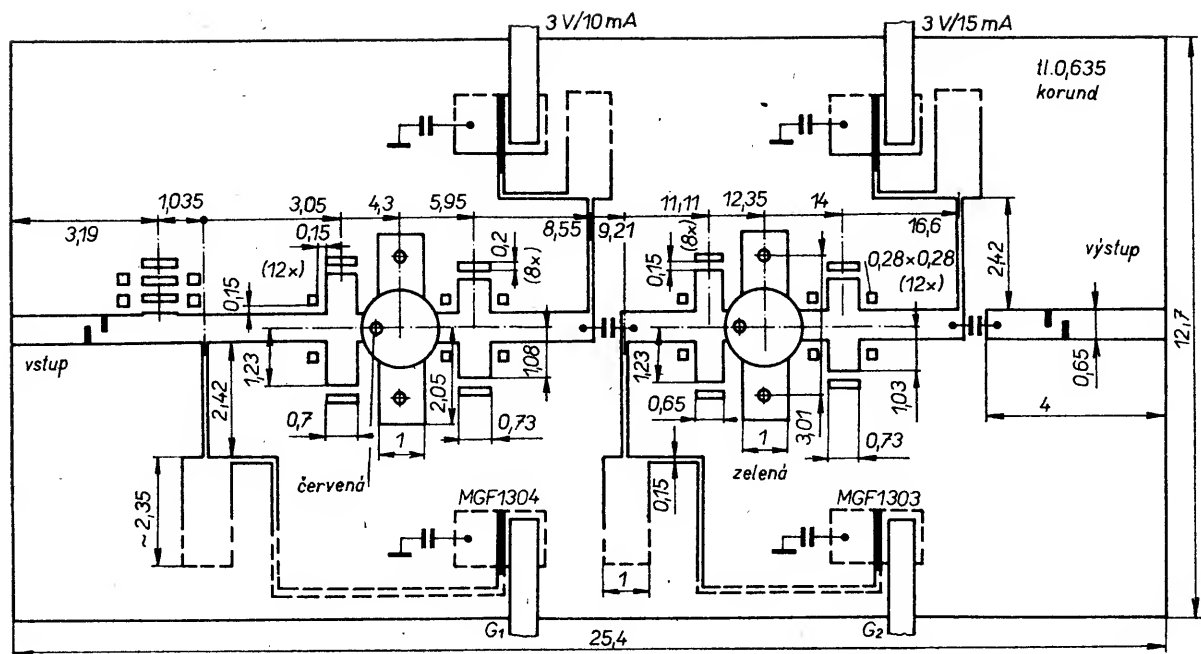
Monolitické zesilovače

Pro videopásmo se často používá zesilovač s ne příliš dobrou linearity při potřebném rozkmitu výstupního napětí – NE592. Těžko se shání zapojení NE 592N8 – je proto na obr. 109. Pozor na správné stejnosměrné napětí na svorkách 1 a 8.

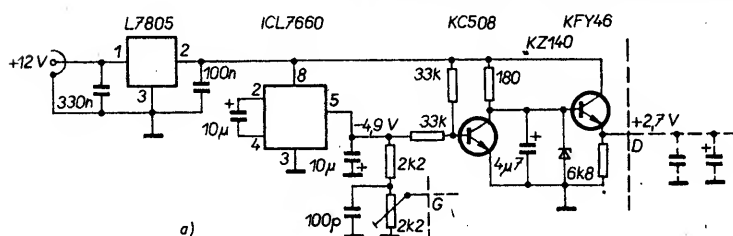
Pro obrazovou techniku vyrábí firma Maxim celou řadu monolitických obvodů, zesilovačů, prepínačů a multiplexerů s výbornými vlastnostmi. Obrazový operační zesilovač MAX452 (obr. 110) zaručuje dobrou linearitu i při rozkmitu napětí na výstupu $\pm 2 \text{ V}$. Zisk je úměrný zatěžovací impedanci. Pro multiplexery řady MAX453-5 platí totéž. Zapojení multiplexeru se čtyřmi vstupy (MAX454) je na obr. 111. Má stejný jako zesilovač MAX452 velkou vstupní impedanci. Se čtyřmi multiplexery lze tedy realizovat ústřednu pro čtyři zdroje a uživatele videosignálu.

V současné době se vyrábí velké množství monolitických zesilovačů pro dílčí pásma v rozsahu 0 až 18 GHz. Firma Mini-Circuits nabízí několik levných monolitických zesilovačů typu MAR pro pásmo 0 až 1 GHz nebo 0 až 2 GHz (obr. 112). Srovnáním lze říci, že to jsou převzaté některé typy MSA výrobce AVANTEK.

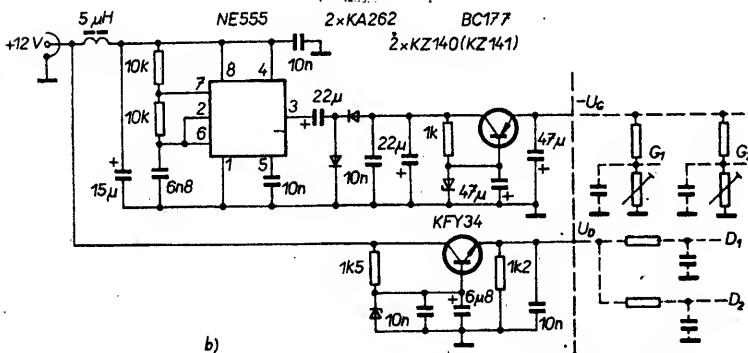
Kromě šířky pracovního pásma posuzujeme tyto zesilovače i podle dalších parametrů jako je zisk, intermodulační odolnost, šumové číslo, impedanční přizpůsobení a některých dalších hledisek.



Obr. 106. Zapojení hybridního zesilovače MGF12203

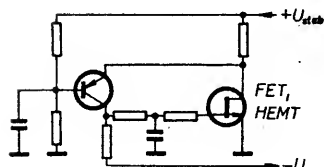


a)



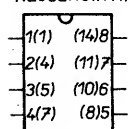
b)

Obr. 107. Napájecí obvody tranzistorů FET a HEMT

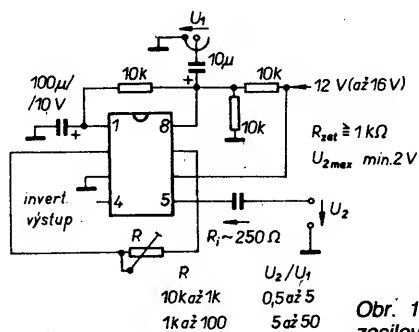


Obr. 108. Obvod stabilizující pracovní bod tranzistorů

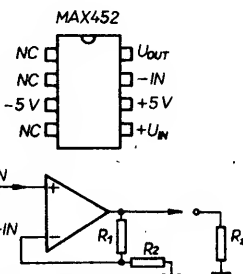
NE592N8(N14)



() ostatní vývody nezapojeny



Obr. 109. Zapojení obrazového zesilovače NE592N8

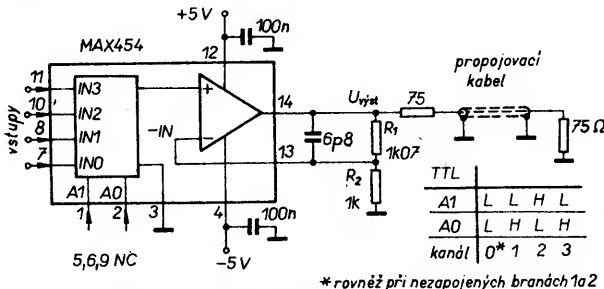


G[1]	Mezní kmitočet [MHz]	R1	R2	R3
1	50	100	3k9	75
2	40	1k	1k	150
5	30	1k	4k	390
10	18	1k	9k	750

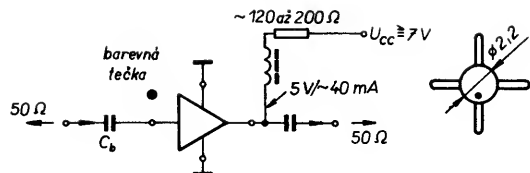
Obr. 110. Zapojení a vlastnosti kvalitního obrazového zesilovače MAX452

šim přizpůsobením bran, ale stejným ziskem lze zesilovač použít od kmitočtu 50 MHz.

U nás se vyrábějí monolitické zesilovače pro pásmo 50 až 2000 MHz. Jsou to typy VCG901 až 911. Mají sice větší spotřebu, ale větší intermodulační odolnost, než zesilovač MGF7005. Realizovaný zesilovač s dvěma obvody VCG911 o zisku asi 38 dB v pásmu 200 až 2000 MHz je na obr. 115. Zesilovač má rovněž malé šumové číslo – kolem 3,5 dB.



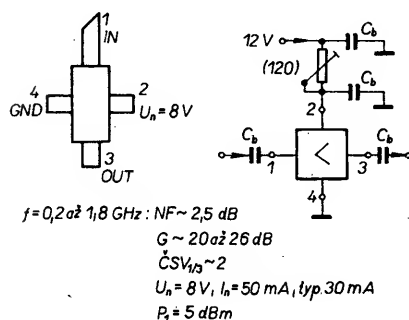
Obr. 111. Zapojení obrazového multiplexu MAX454 s jednotkovým ziskem



Typ	f [MHz]	G [dB] pro f [MHz]				P _i [dBm]	NF [dB]	Cena [€]	Tečka
		100	1000	2000	min				
MAR-1	0 až 1000	18,5	15,5	—	13	0	5	0,99	oranžová žlutá
MAR-2	2000	13	12,5	11	8,5	3	6,5	1,50	
MAR-3	2000	13	12,5	10,5	8	4	6	1,70	
MAR-4	1000	8,2	8	—	7	11	7	1,90	
MAR-6	2000	20	16	11	9	0	2,8	1,29	
MAR-7	2000	13,5	12,5	10,5	8,5	3	5	1,90	
(MAR-8)	1000	33	23	—	19	10	3,5	2,20	

Obr. 112. Monolitické zesilovače firmy Mini-Circuits

Obr. 113. Zesilovač s monolitickým zesilovačem MGF7005 (viz 4. str. obálky)



Obr. 114. Zapojení a vlastnosti zesilovače MGF7005

Obr. 115. Zesilovač pro pásmo 200 MHz až 2 GHz o zisku asi 38 dB s monolitickými zesilovači VCG911 (viz 4. str. obálky)

Pro vnější jednotku připravuje např. firma Mitsubishi monolitický dvoustupňový zesilovač s tranzistorem HEMT. Jeho vlastnosti jsou na obr. 116. I když byl vyvinut pro pásmo RDS, vidíme, že umožní dobře přijímat signály v celém pásmu 10,7 až 12,75 GHz.

Oscilátory

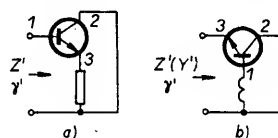
Pevně laděné a přeladitelné oscilátory v rozsahu kmitočtů 15 MHz až 12 GHz jsou třeba pro realizaci přijímače. Podle zvolené koncepce řešení přijímače postačuje jeden přeladitelný oscilátor, pracující v oblasti kmitočtů přijímaných signálů (některé vnější jednotky v USA) nebo – což je častější – pevný oscilátor vnější jednotky a přeladitelný oscilátor v oblasti první mezifrekvence. Někdy volíme z důvodů dostupnosti součástek ještě třetí mf kmitočet a k tomu potřebujeme pevný oscilátor v oblasti 500 až 700 MHz.

Uvedeme si zde popis přiloženého programu OSCSERIOVY, který umožňuje na základě parametrů S tranzistoru analyzovat a navrhnout tranzistorový oscilátor se sériovou zpětnou vazbou. Uvedeme i některá další zapojení oscilátorů, která nám umožní realizovat oscilátor pro kteroukoli část přijímací stanice.

Vyšetřování oscilátorů se sériovou zpětnou vazbou

V příloze je uveden program, který umožňuje vyšetřovat podmínky oscilací na základě znalosti parametrů S tranzistoru. Ty jsou uváděny vesměs pro buzení malým signálem, z čehož vyplývá určitá nepřesnost vyhodnocení vlastností oscilátoru. Program ovšem dovoluje zahrnout do popisu obvodu oscilátoru i všechny parazitní prvky. Lze vyšetřovat jak nutnou podmínku vzniku oscilací, tak podmínku stability oscilací. Uvedeme si to na příkladech. Lze rovněž vyšetřovat zisk a stabilitu reflexních zesilovačů v zapojení s cirkulátorem či ve vyváženém zapojení s kvadraturním hybridním členem.

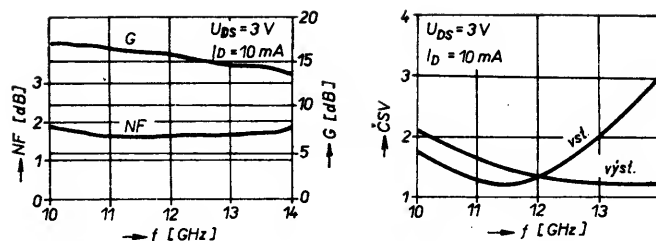
Na obr. 117 jsou dvě výchozí zapojení oscilátoru se sériovou zpětnou vazbou. Určíme impedanci Z' , popř. koeficient odrazu γ'



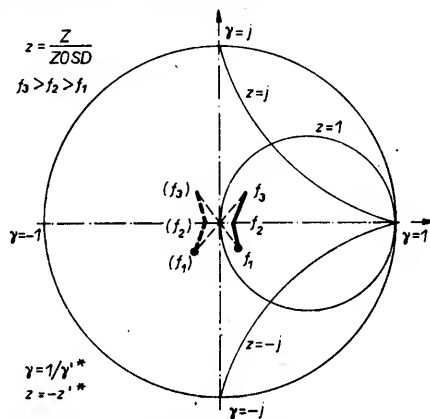
Obr. 117. Impedance na jedné z bran tranzistoru při sériové zpětné vazbě

na zvolené bráně. Zvolíme normalizační impedanci Z_{OSD} pro vynášení do Smithova diagramu (S.D.). Vyneseme normovanou impedanci z' do S.D. Leží-li uvnitř standardního S.D., tj. $| \gamma' | \leq 1$, zapojení negeneruje záporný odpor a nutná podmínka vzniku oscilací není splněna. Oblast, v níž je tato podmínka splněna, tj. $| \gamma' | > 1$, tj. v níž je reálná část impedance Z' záporná, se nachází vně standardního S.D. Je vhodné tuto oblast invertovat do oblasti standardního S.D. jednoduchým vztahem $\gamma = 1/\gamma'$, popř. $z = -z'$. Tím tedy vynášíme do S.D. impedanci, u níž jsme změnilí znaménko u reálné části. Nutnou podmínkou vzniku oscilací je tedy, aby vyšetřovaná impedance ležela uvnitř kruhu $| \gamma' | = 1$ invertovaného S.D. Přitom impedance jednobranu připojeného k vyšetřované bráně musí být $-Z'$.

Abyste byla splněna podmínka stability oscilátoru, je třeba, aby se v širokém kmitočtovém rozmezí se zvyšujícím se kmitočtem zvětšovala i celková reaktance, popř. susceptance na vyšetřované bráně s připojeným jednobranem. Na vyšetřované bráně lze obvod oscilátoru charakterizovat sériovým nebo paralelním zapojením induktoru a kapacitoru. V prvním případě pro náběh oscilací musí být reálná část impedance připojované zátěže menší než záporná hodnota generovaného odporu na vyšetřované bráně. V druhém případě to platí pro reálné části itancí.



Obr. 116. Měřené vlastnosti monolitického dvoustupňového zesilovače Mitsubishi



Obr. 118. Zkoumání podmínek oscilací a stability oscilátoru v invertovaném S.D.

V invertovaném S.D. na obr. 118 jsou možné průběhy impedancí vyšetřovaných výchozích obvodů oscilátorů podle obr. 117. Pro obvod podle obr. 117a je průběh normované impedance znázorněn plnou čarou. Bude-li jednobran, připojený k bráně 1, tvořen sériovým zapojením rezistoru s induktorem, pak oscilátor bude kmitat stabilně na kmitočtu f_2 , bude-li odpor rezistoru menší než přibližně $1,25 Z_{OSD}$, a indukčnost induktoru nulová. Abychom mohli oscilátor přeladovat (nebo pro zlepšení šumových vlastností), zapojíme do série s původně zvoleným jednobranem ještě sériovou kombinaci induktoru a kapacitoru. Reaktance těchto dvou prvků je na kmitočtu f_2 nulová. Podmínka stability bude splněna lépe.

Pro výchozí zapojení oscilátoru podle obr. 117b můžeme získat kmitočtový průběh impedance tak, jak je znázorněn na obr. 118, ale kmitočty f_1 a f_3 jsou zaměněny. Tzn., že zvyšuje-li se kmitočet, zmenšuje se reaktance výchozího obvodu na vyšetřované bráně 3. Převědeme-li impedance do admitančního invertovaného S.D., dostaneme průběh označený čárkovanou čarou. Chování obvodu na bráně 3 odpovídá na kmitočtu f_2 paralelnímu rezonančnímu obvodu s paralelně připojeným rezistorem o záporné vodivosti. Pro vznik oscilací je třeba, aby k bráně 3 připojený rezistor neměl vodivost větší než je záporná hodnota vodivosti obvodu na bráně 3, tj. přibližně $0,8/Z_{OSD}$.

Stabilitu lze zlepšit připojením paralelního rezonančního obvodu k bráně 3. Rozdíl mezi oběma řešeními příklady je zcela zřejmý. V krajních mezích obvodu budou oscilovat, bude-li v bázi ví zkrat a emitor bude ví rozpojený. Zařazení sériového rezonančního obvodu do báze nebo paralelního do emitoru zlepší stabilitu, zařazení paralelního rezonančního obvodu do emitoru může vést k nestabilitě oscilací obvodu – smyčky ve S.D. Chceme-li dosáhnout velkého přeladění, zapojíme v emitoru varaktorem laděný paralelní obvod a v bázi varaktorem laděný sériový obvod.

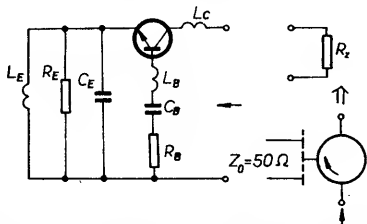
Na vznik záporného odporu má především vliv parametr S_{21} rozptylové matice.

Této vlastnosti bylo mj. využito k hrubému posouzení charakteru obvodu na vyšetřované bráně výchozího zapojení obvodu oscilátoru v přiloženém programu. U reflexních zesilovačů by se měl zvětšit zisk.

Při zadávání parametrů S dáváme pozor na zadání fáze tak, aby byla spojitá a při aproximaci nevznikaly chyby. Tedy např. pro $\arg S_{11} = 170^\circ$ nezadáme pro další kmitočtový bod $\arg S_{11} = -175^\circ$, ale $360^\circ - 175^\circ = 185^\circ$. Parametry S některých tranzistorů jsou uvedeny v doplňcích.

Uvedme si několik ilustračních příkladů, které sloužily rovněž k praktickému ověření odladěného programu. Ve všech třech případech byly navrhované obvody realizovány v jednom kroku.

V prvním příkladu je vř zapojení výchozího obvodu na obr. 119. Pro něj jsou součástí přiloženého programu i podprogramy 4000,



Obr. 119. Vyšetřování impedance v obvodu kolektoru tranzistoru

5000 a 6000 a pro tranzistor BFR90 jsou uvedeny parametry S v pracovním bodě 6 V/15 mA pod návěštmi 1300, 1301 a 1302 pro kmitočty 1400, 1700 a 2000 MHz tak, jak je uvádí katalog firmy Siemens.

Volíme-li v zapojení $L_B = 6,8 \text{ nH}$, $C_B = 2 \text{ pF}$, $R_B = 100 \Omega$, $L_C = 8 \text{ nH}$, $C_C = 8 \text{ pF}$, $R_C = 1 \Omega$ a $L_E = 0 \text{ nH}$, je na kolektoru impedance -42Ω na kmitočtu 1700 MHz. Se změnou kmitočtu se reaktance zvětšuje. Pro stabilní zesilovač je tedy třeba připojit impedanci, jejíž reálná část je větší než 42Ω a imaginární je nulová. Připojíme-li rameno cirkulátoru o impedanci 50Ω , dostaneme zesílení

$$G = \left(\frac{50 + 42}{50 - 42} \right)^2 = 132, \text{ popř. zisk } 21,2 \text{ dB.}$$

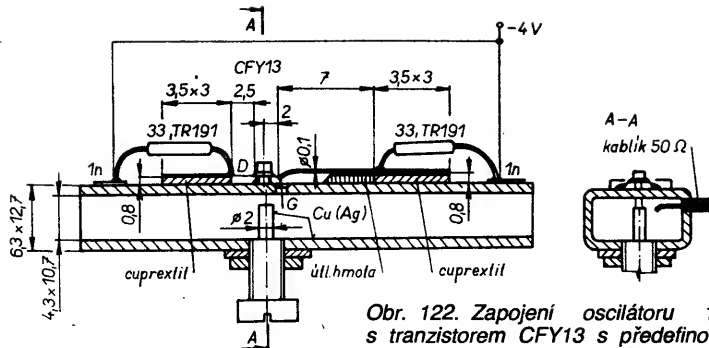
Pro tento případ je vhodné do invertovaného S.D. vynést kružnice konstantního zisku tak, abychom mohli rovněž snadno vyšetřovat závislost zisku na kmitočtu. Zvolená Z_{OSP} je potom impedancí připojeného ramene cirkulátoru. Jsou to kružnice $1/|y'|$, popř. $|y|$. Vyjádřeno v decibelech $-20 \log |y|$. Pokud zapojení generuje záporný odpor, můžeme dosáhnout libovolného zisku zesilovače. Platíme za to citlivosti zesilovače na změny parametrů a užší šířkou pásma.

Připojíme-li impedanci o odporu menším než 42Ω , dostaneme stabilní oscilátor.

Provedení realizovaného obvodu je na obr. 120. V sestavě s cirkulátorem bylo dosaženo zisku 22 dB na kmitočtu 1720 MHz. Šířka pásma pro pokles o 3 dB byla 24 MHz. Odpor R_B byl ovšem 33Ω . Při $R_B = 100 \Omega$ oscilátor kmital na kmitočtu 1,6 GHz. Zde je třeba uvážit, že jsme pracovali s typickými

Obr. 120. Provedení obvodu s tranzistorem BFR90 pro reflexní zesilovač či oscilátor na kmitočtu 1,7 GHz (viz 4. str. obálky)

Obr. 121. Provedení oscilátoru s tranzistorem CFY13 pro 11 GHz (viz 4. str. obálky)



Obr. 122. Zapojení oscilátoru 11 GHz s tranzistorem CFY13 s předdefinovanými branami S a D

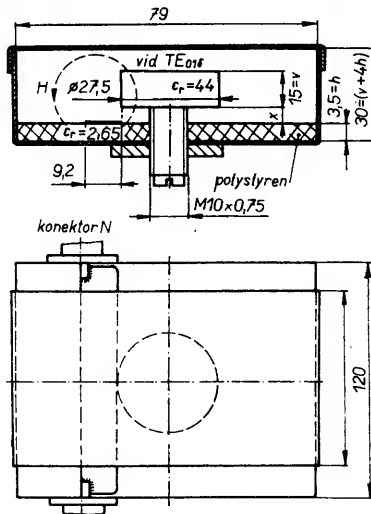
parametry S a realizované prvky obvodu nejsou v úplné shodě s požadavky.

Na obr. 121 je podle programu navržený a realizovaný oscilátor pro kmitočt 11 GHz s tranzistorem CFY13. Jako rezonátor je použit podkritický vinovod s kapacitní diskontinuitou, tvořenou zčásti zašroubovaným šroubem. Tranzistor je zapojen pro provoz s obráceným kanálem, tzn. že D a S jsou předdefinovány. Oscilátor lze potom snadno napájet z jednoho zdroje. Jinak zapojení odpovídá uzemněnému kolektoru (D). Kmitočt je určen sériovým rezonátorem připojeným k řídicí elektrodě (G). Napájecí úsek vedení s velkou impedancí o délce $\lambda/4$ v řídicí elektrodě je nežádoucí z hlediska stability oscilátoru. Aby nevznikaly nežádoucí oscilace určené tímto úsekem, je vhodné v místě připojení tohoto vedení na blokovací čtvrtvlnné vedení s malou impedancí zapojit do série čipový rezistor o odporu asi 50Ω , nebo – což bylo použito – pod vedení alespoň vložit destičku z útlumové hmoty.

Oscilátor lze přeladovat „kapacitním“ šroubem v rozsahu 1 GHz. Výstupní výkon při slabém navázání byl 5 mW. Kromě tranzistoru není třeba použít žádné speciální součástky. Signál lze vyvést různými způsoby přímo z podkritického vinovodu [12], [13]. Při analýze pomocí programu vyjádříme toto navázání větším odporem sériového rezonátoru v hradle. Zapojení oscilátoru je na obr. 122.

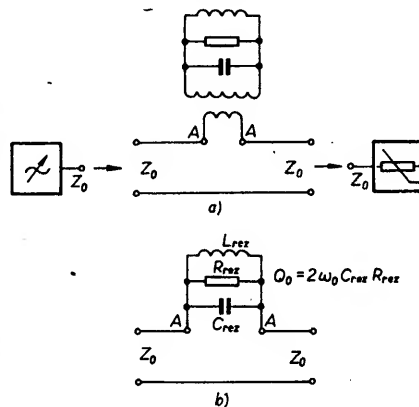
Posledním příkladem je návrh oscilátoru stabilizovaného dielektrickým rezonátorem (DR) na kmitočtu 1,8 GHz s tranzistorem KT640A – viz doplňky. Výsledky měření vlastností navázaného DR na vedení 50Ω lze užít na základě metody modelování pro návrh oscilátorů či filtrů v rozsahu 1 až 20 GHz.

Celé uspořádání pro měření vlastností náhradního zapojení vazby DR na páskové vedení o impedanci 50Ω je na obr. 123.



Obr. 123. Přípravek pro měření vlastností DR (typ M 42) navázaného na vedení 50Ω

Vedení bylo vytvořeno nalepením měděné fólie na organické sklo. Použití podložek z kuprexitu menších tloušťek vede k větším ztrátám. Reálnou alternativou v uvedeném kmitočtovém pásmu 2 GHz je nesená (suspended) podložka z kuprexitu o tloušťce např. 0,8 mm. Vyráběným organickým sklem v ČSFR pro mikrovlnné aplikace je NERAFEN Spolany Neratovice. Při měření byl použit generátor se stabilizovaným výkonem, čítač a měřič výstupního výkonu. Náhradní schéma vazby DR na vedení v referenční rovině A je na obr. 124a, b. Prvky náhrad-



Obr. 124. Měření vlastností navázaného DR na vedení a popis náhradního zapojení

ního schématu podle obr. 124b byly určeny ze vztahů

$$R_{\text{rez}} = 2Z_0 \left(\sqrt{\frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{out}}}} - 1 \right) a$$

$$Q_0 = \frac{f_2 + f_1}{2(f_2 - f_1)} \text{ pro velké ČSV,}$$

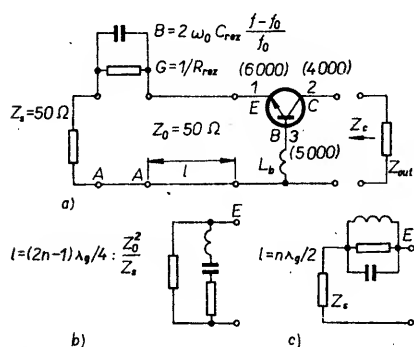
kde f_2 a f_1 odpovídají zmenšení výstupního výkonu P_{out} o 3 dB, P_{in} je výkon generátoru dodávaný do přizpůsobené impedance Z_0 . Výsledky měření jsou v tab. 13.

Oscilátor byl analyzován pro tranzistor KT640A a DR ve výšce $x = 3,5 \text{ mm}$ nad podložkou pro vř uspořádání celého obvodu podle obr. 125. Parametry S tranzistorů jsou udány pro zapojení se společnou bází. V podprogramu pod návěštem 6000 bylo třeba udělat pouze následující změny:

6050 INPUT "L(mm) = ?"; L0
6210 LET R = 1/2200 : LET X = 3,8 * (F0 - 1781,5)/1781,5
6215 GOSUB 640
6220 LET R1 = G + 50 : LET X1 = B : LET Z0 = 50

Tab. 13. Vlastnosti vedení 50 Ω s navázaným DR

$v + x$ [mm]	15 ($x=0$)	15	18,5	19,4	19,4	26,5
R_{rez} [Ω]	912	2358	2196	416,3	1726	77,2
Q_0	936	3003	4144	861	3568	
f_0 [MHz]	1773,65	1801,27	1781,47	1722,56	1783,87	1691
$\omega_0 C_{rez}$ [S]	1,03	1,27	1,89	2,07	2,07	
Víčko	bez	s	s	bez	s	bez



Obr. 125. Zvolené zapojení pro oscilátor 1,8 GHz a náhradní schéma stabilizační větve

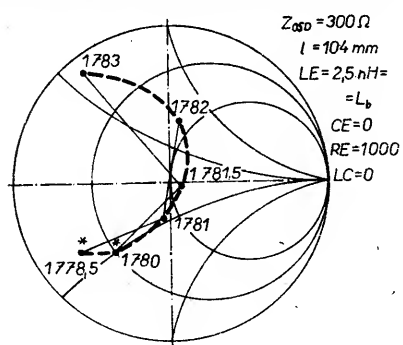
6225 GOSUB 710

6230 LET R = R2 : LET X = X2 : LET R0 = 50

Jinak bylo zadávané LC = 0, LE = L_b , CE = 0, RE = 1000 Ω.

Pro zvolenou indukčnost v bázi L_b byla měněna délka vazebního úseku l . Oscilátor jsme se rozhodli realizovat pro řešení odpovídající $L_b = 2,5$ nH a $l = 104$ mm. Délka odpovídá šířeni ve vzduchu a přesahuje $\lambda/2$ o 19,7 mm. Uvážíme-li koeficient zkrácení pro uvažované páskové vedení, tj. 0,6767, je to délka 13,3 mm. Protože se v tomto případě bude tranzistor nacházet v bezprostřední blízkosti vazby vedení na DR, může být mírně ovlivňována vazba DR na vedení.

Výsledky analýzy pro výše zvolené součástky obvodu jsou na obr. 126. Podmínky stability jsou splněny, připojíme-li impedanci



Obr. 126. Impedance v kolektoru tranzistoru. Invertovaný S. D.

$Z_{out} < 300$ Ω. Oscilátor je realizován v původním pouzdře pro měření vlastností vazby DR na vedení. Je na obr. 127. Pokud byla

Obr. 127. Oscilátor pro kmitočet 1780 MHz s DR a tranzistorem KT640 (viz 4. str. obálky)

připojena zatěžovací impedance $Z_{out} = 160$ Ω čtvrtvlnným transformačním úsekem, byl výstupní výkon 0,6 mW, je-li připojena impedance $Z_{out} = 50$ Ω jak je patrné z obrázku, je výstupní výkon 13 mW pro $U_{kb} = 12$, $I_k = 30$ mA. Kmitočet je 1778,2 MHz. Změna kmitočtu při ochlazení z 20 °C na -30 °C byla -1 MHz. Výkon se zmenšil na 11 mW. Pouzdro je z tenkého pocínovaného plechu. V rozsahu změn pracovního bodu tranzistoru $U_{kb} = 9$ až 15 V, $I_k = 10$ až 30 mA byla celková změna kmitočtu menší než 0,2 MHz. Analýzu bychom mohli opakovat pro větve s DR zařazenou v jiné bráně tranzistoru.

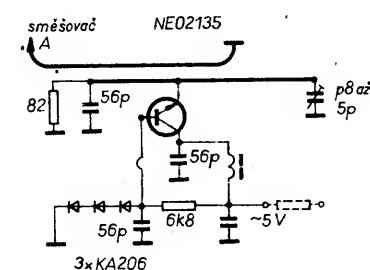
Alternativní řešení oscilátoru vznikne zařazením DR ve zpětné vazbě. Program pro tento případ není přiložen, ale tímto způsobem realizovaný oscilátor pro pásmo 10 GHz s rezonátorem v podkritickém vlnovodu je zde uveden (obr. 131, 132).

Pro aplikace oscilátorů s DR (ale i s jinými rezonátory) je vhodné uvážit možnost vyvést výkon navázáním i výstupního vedení na DR. Usnadní se tím např. řešení účinných směšovačů, ať již ze Schottkyho diodami, či tranzistory.

Na závěr bychom si měli osvětlit důvod použití stabilizačního odporu Z_s – obr. 125. Místo tohoto odporu bychom mohli použít vedení zleva rozpojené, popř. zkratované dlouhé $\lambda/4$, popř. $\lambda/2$. Pak by však vznikly snadno podmínky pro vznik oscilací i mimo oblast rezonančního kmitočtu DR, neboť použití takto zakončeného vedení by vedlo k periodickým změnám reaktancí a známka strmosti reaktancí. Pro mezní délky $l = (2n-1)\lambda/4$ a $n\lambda/2$ je přibližné náhradní schéma obvodu s DR, připojeného v referenční rovině emitoru tranzistoru E, na obr. 125b, c. V krajních mezích realizujeme tedy oba typy rezonátorů: sériový i paralelní.

Oscilátor se sériovou zpětnou vazbou pro kmitočet 800 MHz

Na obr. 128 je navržené a ověřené zapojení oscilátoru se sériovou zpětnou vazbou pro kmitočet 800 MHz s tranzistorem NEO2135. Bude zřejmě možné použít i tranzistory NEO2137, příp. tranzistor BFR92A. Výstupní výkon oscilátoru je asi 10 mW při napájení 5 V/25 mA. Zapojení je přeladitelné v roz-



Obr. 128. Oscilátor pro kmitočet 800 MHz včetně části směšovače (1750 až 2000)/(950 až 1200) MHz

sahu 500 MHz a po změně indukčnosti v bázi lze nastavit kmitočet od 500 MHz do 1200 MHz. Lze tedy oscilátor použít pro místní oscilátor pomocného konvertoru (1750 až 2000)/(950 až 1200) MHz, případně jako místní oscilátor směšovače pro převod druhé mezifrekvence na třetí mezifrekvenci, pak jsou k dispozici levnější demulátory.

Oscilátor pro pásmo 1,6 až 4,2 GHz

Přeladitelnost oscilátorů lze zvětšit tím, že optimálně ladíme jak obvod v bázi tranzistoru, tak v emitoru. Dalšího zvětšení lze dosáhnout odpojením či připojením reaktančních prvků pomocí diody PIN [22]. Na obr. 129 je použita druhá metoda k rozšíření ladící šířky pásma. Zatímco bez zapojené diody PIN a $L_{r1} + L_{r2} = 3$ nH se dosahuje přeladitelnosti v rozsahu 1,7 až 3,7 GHz, zkratováním části indukčnosti lze získat přeladitelnost 1,58 až 3,89 GHz a 2,69 až 4,21 GHz. Změna výstupního výkonu při ladění nepřesáhne 10 dB. Stabilizační obvod pracovního bodu tranzistoru lze použít i pro předchozí zapojení (obr. 128).

Oktávový oscilátor 9 až 18 GHz

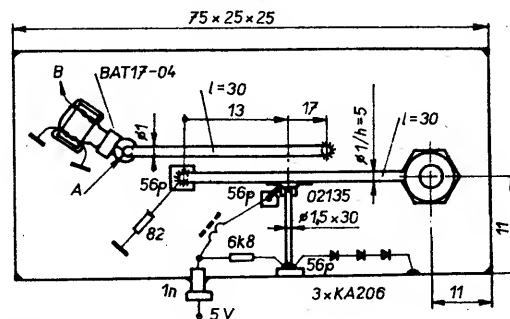
Na zapojení tohoto oscilátoru, obr. 130 [23], je vidět, jak lze dosáhnout souběžným laděním obvodů v bázi i emitoru oktávové šířky pásma. Přitom vhodnou integraci následujícího oddělovacího stupně lze dosáhnout i malé změny výstupního výkonu 12,4 ± 1,4 dBm. Při realizaci tohoto oscilátoru byly použity varaktory s kapacitou 0,5 pF při závěrném napětí 4 V. Změna kapacity byla 1 : 10. Byly použity čipové aktivní součástky stejně jako v předchozím zapojení. Obě uvedená zapojení lze analyzovat přiloženým programem.

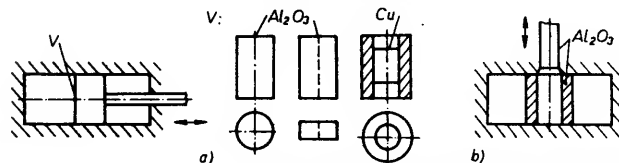
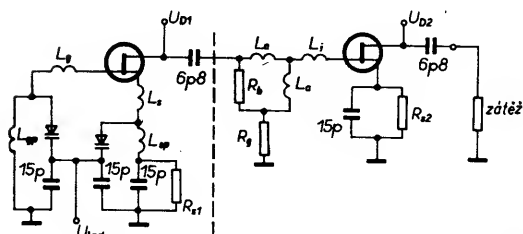
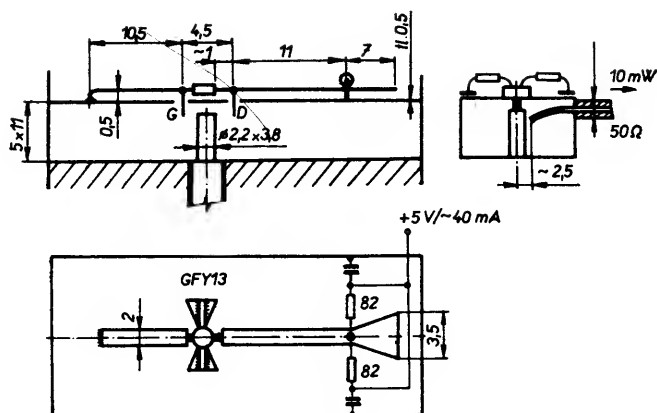
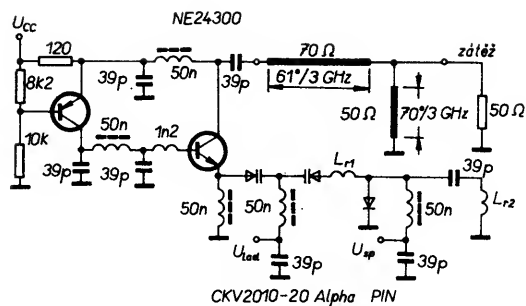
Oscilátor pro kmitočet 10 GHz

Oscilátor pro kmitočet 10 GHz byl navržen a realizován jako zesilovač, v jehož zpětné vazbě je zařazen rezonátor. Shodou okolností pro tranzistor CFY13 jsou místa kapacitního navázání na rezonátor v podkritickém vlnovodu téměř shodná s kraji pouzdra tranzistoru – obr. 131. K realizaci postačí běžně dostupný materiál – rezistory TR 191 a z tenkého plechu vytvořené mikropásmové vedení – obr. 132. Výstup je tvořen kapacitně navázaným středním vodičem koaxiálního vedení nebo přímo podkritickým vlnovodem na např. směšovací diody směšovače nebo vlnovod s šířící se vlnou, R 120 či R 100.

Mechanicky přeladitelný oscilátor s Gunnovou diodou

„Kapacitním“ šroubem přeladitelný oscilátor v podkritickém vlnovodu pro kmitočet 10 GHz byl uveden v [13]. Místo šroubu lze použít příčné posouvateľný kolík z dielektrika s malými ztrátami např. z korundu, alternativně měděný či postříbený váleček, neseny

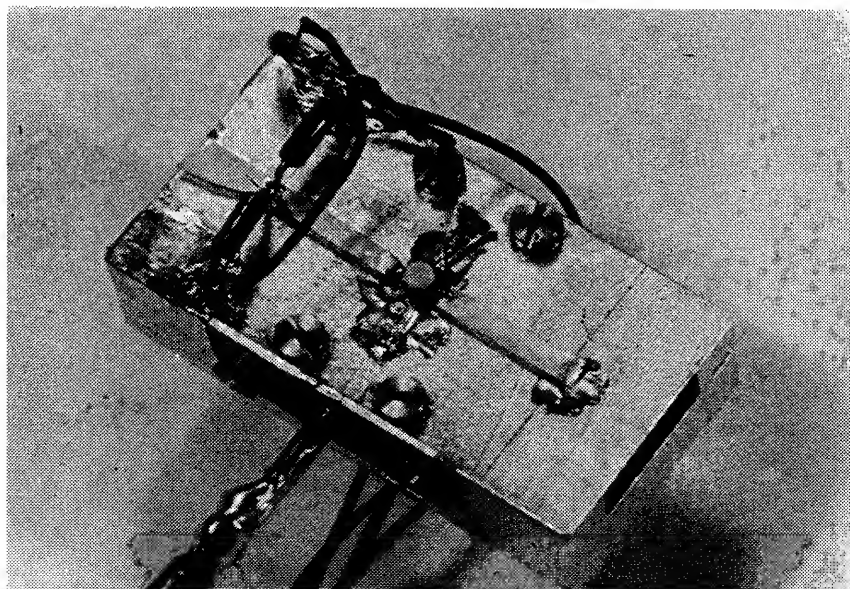
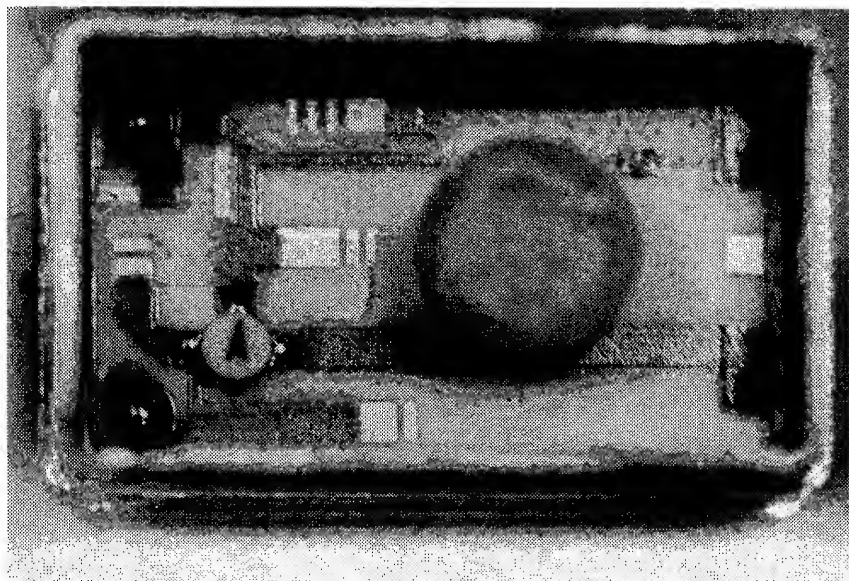




trubkou s malými ztrátami apod. – obr. 133. Aby se zmenšila změna kmitočtu na posuv ladícího prvku, je vhodné jej rozdělit. Nepo-
hyblivou částí nastavíme nejvyšší potřebný kmitočet, posuvnou část volíme tak, aby-
chom dosáhli nejnižšího kmitočtu. Přeladění
v rozsahu 800 MHz lze s diodami VCC412,
přip. VCG201 nebo 202 dosáhnout po úprá-
vě zapojení v [13] podle obr. 133.

Oscilátor MuRata pro 10 GHz

— Provedení oscilátoru je na obr. 134. Oscilátor je realizován na korundové neleštěné podložce o tloušťce asi 1 mm tlustovrstvou technologií. Celý obvod je uzavřen v hermetizovaném pouzdrě z kovaru. Oscilátor je stabilizován dielektrickým rezonátorem navázaným na bezodrazové zakončené vedení v řídící elektrodě G. Dielektrický rezonátor je ovšem rovněž navázaný na emitorovou větev tranzistoru, na kterou je čtvrtlíným vedením navázaný výstupní obvod tvořený atenuátorem. Kolektor D je ví zkratován. Pracovní bod tranzistoru FET je stabilizován



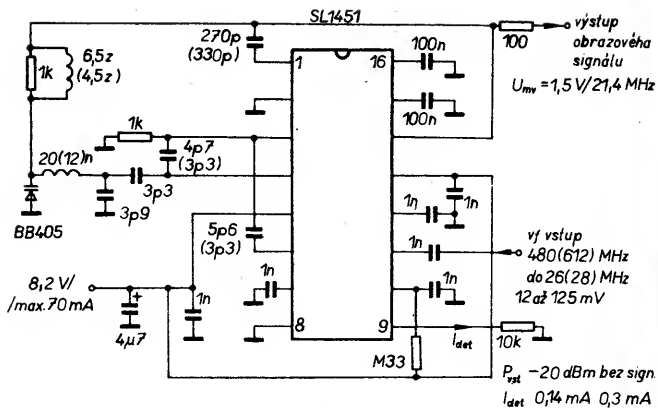
Obr. 134. Provedení oscilátoru MURATA
MQB007 – 10 000

emitorovým rezistorem. Kmitočet se zřejmě adjustuje laserem, neboť povrch rezonátoru je hrbolatý. Přibližně zjištěné parametry obvodu jsou na obr. 135.

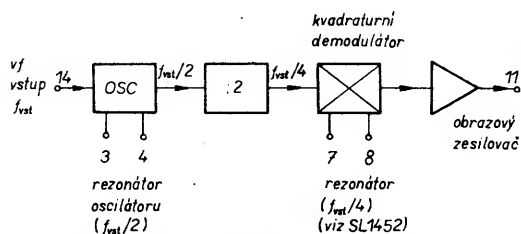
Podobné oscilátory pro kmitočty 10 GHz a 10,75 GHz se používají ve dvoupásmových jednotkách UNIDEN (Sharp) UST 980.

Oscilátory pro pásmo 1,5 až 2,2 GHz

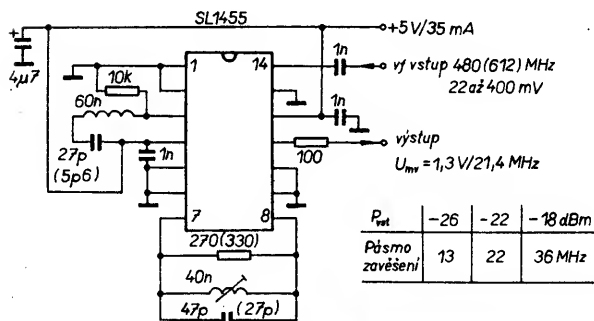
Pro výběr kanálu v oblasti první mezifrekvence, tj. pro převod na standardní druhý mezifrekvenční kmitočet 479,5 MHz jsou třeba přeladitelné místní oscilátory v pásmu 1,4 až 2,2 GHz. Zapojení oscilátoru a zesilovače podle firmy Philips [24] je na obr. 136. Variakap BBY39 má rozsah kapacity 1 až 10 pF. S dostupnějšími součástkami lze řešit oscilátor uvedený firmou Plessey [25]



Obr. 146. Zapojení demodulátoru SL1451 pro 480 až 612 MHz



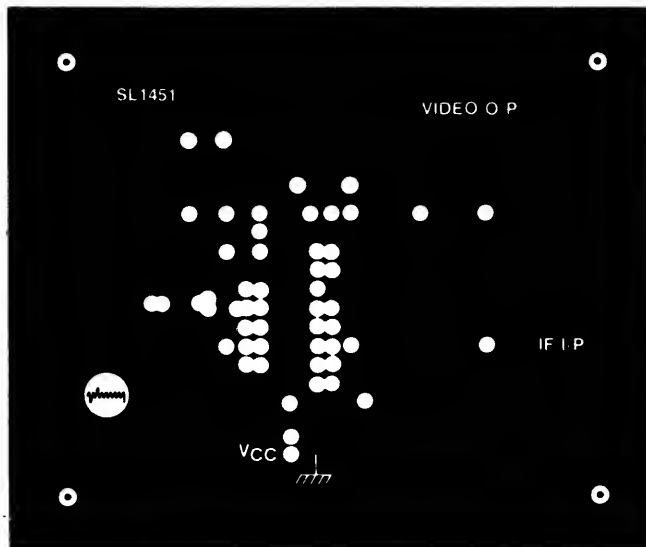
Obr. 147. Skupinové zapojení demodulátoru SL1455



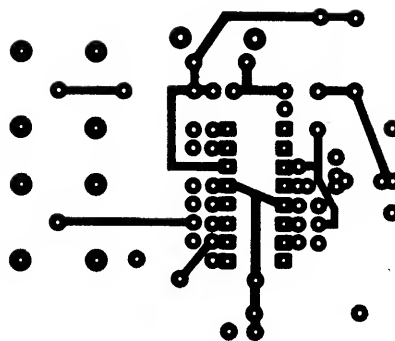
Track side

Obr. 148. Zapojení demodulátoru SL1455 pro 480 a 612 MHz

Ground plane



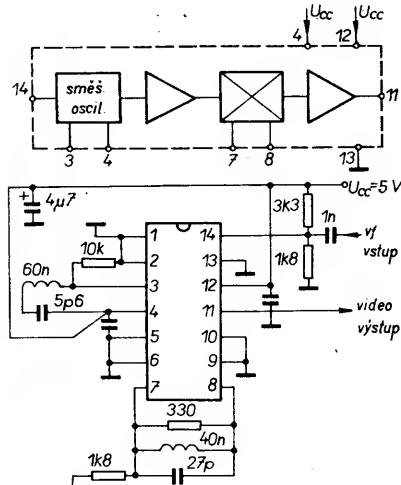
Ground plane



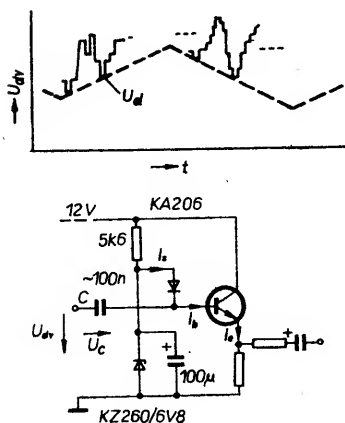
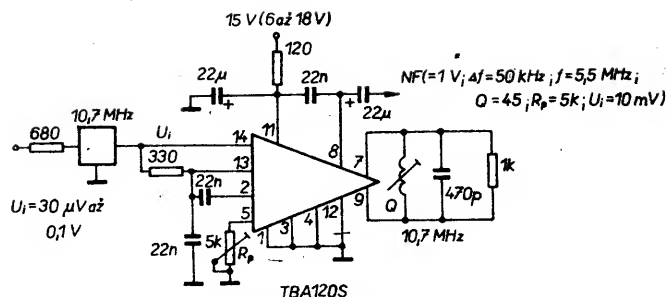
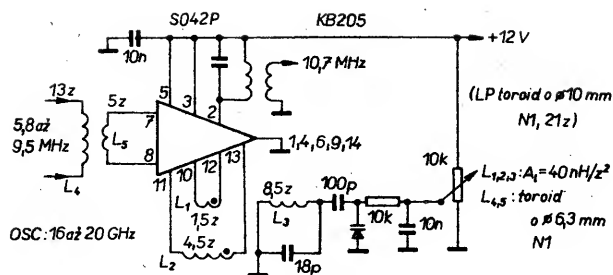
Track side

Výběr a demodulace subnosné zvuku

Výběr subnosné zvuku a následnou demodulaci lze zajistit obvodem NE568, jak jsme si částečně uvedli na obr. 140 a 141. Praktické zkušenosti ukazují, že je třeba v uvedeném případě použít na vstupu demodulátoru PLL rovněž varaktorem laděnou, alespoň jednorezonátorovou propust. Pak je ovšem třeba dosáhnout souběhu v ladění



Obr. 149. Zapojení demodulátoru SL 1453 pro kmitočet 612 MHz



řízeného oscilátoru demodulátoru a v ladění vstupní pásmové propusti. S demodulátorem NE564 a našimi varaktory KB113 to je jednoduché řešení.

Nejrozšířenější řešení výběru a demodulace subnosných zvuku se opírá o laděný konvertor s obvodem SO42P, umožňující převod subnosné o kmitočtu v pásmu 5,5 až 9,5 MHz na standardní mf kmitočty 10,7 MHz. Pak je možné použít snadno dostupné keramické pásmové propusti před demodulátorem kvadraturním či PLL k potlačení nežádoucího šumu a rušení.

Zapojení konvertoru pro výběr subnosných s obvodem SO42P je na obr. 150. Na obr. 151 je zapojení kvadraturního demodulátoru TBA120S pro kmitočet 10,7 MHz. Součástí zapojení je i keramický filtr. Úroveň výstupního signálu lze řídit potenciometrem v rozsahu minimálně 70 dB. Zapojení neobsahuje deemfázi.

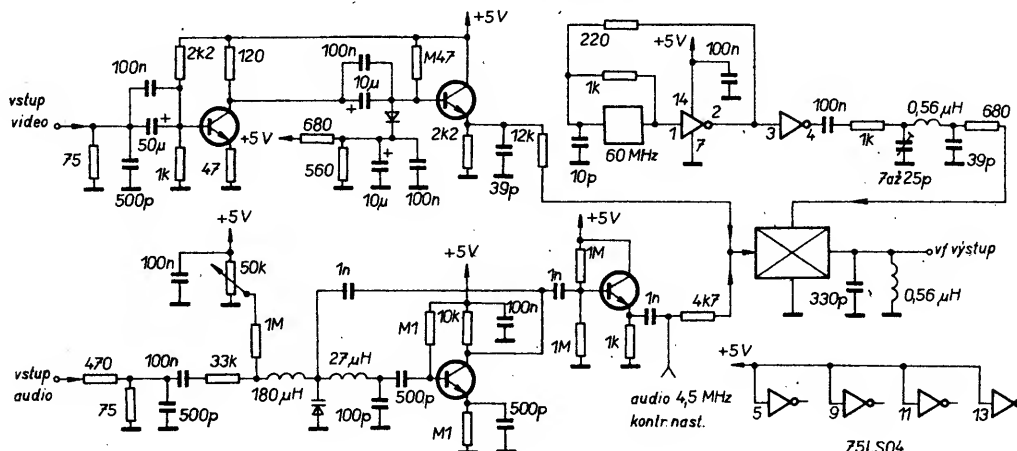
Odstranění disperzálu

Přídavné kmitočtové rozmitání nosné na trase Země – družice – Země se používá pro zmenšení rušení při statickém obrazu. Obvykle má trojúhelníkovitý průběh s opakovacím kmitočtem 25 Hz. Nejjednodušší obvod k odstranění demodulované složky napětí disperzálu používá špičkový detektor, obr. 152. Špičkový detektor udržuje na bázi tranzistoru při úrovni synchronizačního impulsu konstantní napětí rovné zhruba napětí Zenerovy diody. Toho je ovšem možné dosáhnout pouze tehdy, pokud změna napětí na vazebním kondenzátoru C, způsobená proudem tekoucím do báze tranzistoru během řádku, je větší nebo je rovná změně napětí disperzálu. Pokud je větší, pak synchronizační impuls dalšího řádku způsobí dobití kondenzátoru „špičkovou“ diodou. Tím je zachována konstantní úroveň synchronizačního impulsu na bázi tranzistoru. Volíme-li kapacitu kondenzátoru větší než vyplývá z výše uvedeného požadavku, obraz blíká. Volba kapacity závisí kromě použitého zdvihu disperzálu na proudovém zesilovacím činiteli tranzistoru a na jeho zatížení v emitoru. Snadno se pak stane, že v realizovaném zapojení podle publikovaného návodu použijeme kondenzátor s řádově odlišnou kapacitou, abychom odstranili blikání, když jsme použili jiný, dostupnější tranzistor.

Remodulátory

Starší TV přijímače většinou nemají AV vstup a demodulované signály je třeba namodulovat na nosnou, odpovídající volnému kanálu TV přijímače.

Zapojení s diskrétními součástkami užívané dříve v USA je na obr. 153. V amatérské praxi byl v USA používán rovněž integrovaný obvod LM1889. Nejjednodušší je ovšem použít firmou Siemens v polovině osmdesá-



Obr. 153. Zapojení remodulátoru dříve užívaného v USA

Dvoupásmová vnější jednotka UNIDEN UST 980

Jednotky téhož vnějšího vzhledu má ve svém katalogu z roku 1988 firma Sharp. Jsou dvoupásmové, přepínatelné napájecím napětím 13/20 V. Firma Sharp je nabízel s odstupňovanými šumovými čísly ve dvou kmitočtových verzích. Buď pro příjem v pásmech 10,95 až 11,7 a 11,7 až 12,5 GHz nebo v pásmech 10,95 až 11,7 GHz a 11,93 až 12,73 GHz. První verze svými vlastnostmi odpovídá jednotce UNIDEN UST 980, která se nejvíce rozšířila především proto, že v principu, doplněná konvertorem (1750 až 2000 MHz)/(950 až 1200 MHz), umožňuje příjem v celém dosud používaném pásmu jak pevné, tak rozhlasové družicové služby 19,95 až 12,75 GHz. Úpravou vnitřní jednotky UNIDEN 7007 lze dosáhnout možnosti volit libovolný kanál v uvedeném pásmu dálkovým ovládáním.

Po sejmutí krytu vidíme na jedné straně nosné desky napájecí obvody, oscilátory 10 a 10,75 GHz a mf zesilovač (obr. 156). Na druhé straně (obr. 157) je čelní pohled na vstupní část realizovanou na měkké podložce o tloušťce 0,8 mm. Šířka podložky v oblasti pásmových propustí je 43 mm.

Obr. 156. Vnější jednotka UNIDEN – pohled na oscilátory, mf část a napájecí obvody (viz 1. str. obálky)

Obr. 157. Vnější jednotka UNIDEN – pohled na mikrovlnnou část (viz 1. str. obálky)

Vstupní část je tvořena širokopásmovým třístupňovým zesilovačem s tranzistory zřejmě firmy Mitsubishi, následuje Wilkinsonův dělič výkonu do dvou větví. V každé větvi je čtyřrezonátorová pásmová propust pro jedno z přepínaných družicových pásem. V každé větvi následuje jednodiodový směšovač. Dúplexní obvod směšovače je tvořen směrovým vazebním členem s postupnou vlnou ve větvi místního oscilátoru. Schottkyho dioda je pouzdrěná v keramickém pouzdrě o průměru 1,3 mm.

Při přepínání se zapne příslušný oscilátor a zřejmě se zapne i příslušný první předzesilovací stupeň navazující na mf větev.

Použitelnost jednotky v pásmu pevné družicové služby 12,5 až 12,75 GHz je patrná z výsledků měření v tab. 14. V mf pásmu 1,9 až 2 GHz se zisk zmenšuje o 10 až 20 dB.

Tab. 14. Vlastnosti vnější jednotky UNIDEN 980 při příjmu v pásmu 12,5 až 12,75 GHz

$f_{\text{vst}} = 11,7 \text{ až } 12,5 \text{ (až } 12,75) \text{ GHz}$							
f_{mf} [GHz]	1,7	1,75	1,8	1,85	1,9	1,95	2,0
NF [dB]	2,0		2,1		2,6		3,2
	2,7		3,0		3,2		3,5
	2,4		2,6		2,4		2,8
G [dB]	49,5	49,5	50	50	47,5	39,5	28
	48,5	47	46	45,5	44	39	33
	50	49	48	47,5	46	41	37,5

V praktickém provozu, s dostatečnou rezervou signálu, se tato veliká strmost zesílení v kanálu nijak výrazně neprojeví na subjektivně posuzované kvalitě obrazu. V nedávné době dodávala firma Sharp tzv. širokopásmové konvertory, které dosahují zisku kolem 60 dB a šumového čísla kolem 1,2 dB v rozsahu 10,95 až 11,7 a 11,7 až 12,75 GHz. Od popsaného typu se liší prakticky pouze lepšími elektrickými vlastnostmi.

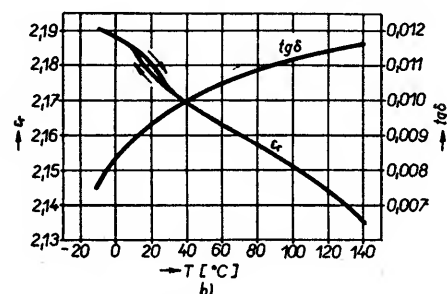
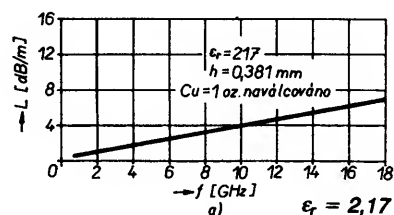
Vnější jednotka s integrovaným přepínačem polarizace

Na obr. 158 je vidět alternativní řešení obvodů vnější jednotky. Všechny obvody jsou na jedné desce, navíc je elegantně vyřešeno i přepínání polarizace – vstupní tranzistory jsou dva, každý je připojen k sondě pro příslušnou polarizaci. Vzhledem k nesymetrickému navázání sond do kruhového vlnovodu potlačí se příjem příčně polarizované vlny vhodným impedančním zakončením druhé sondy. Tranzistory tedy střídavě pracují jako zesilovače s malým šumem ve větvi pro zvolenou polarizaci, zatímco v druhé větvi pracují jako spínače. Výstupní větve tranzistorů jsou v vhodně zvolené vzdálenosti propojeny.

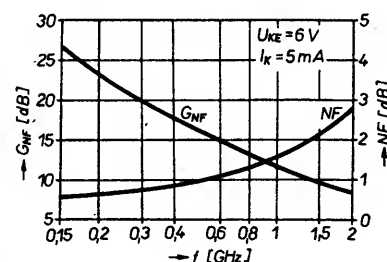
Přílohy

V tab. 15, 16, 17 jsou programy pro počítač ZX Spectrum, jejichž použití bylo vysvětleno v předchozí části. Jsou doplněny dalšími poznámkami. Při tisku byl zaměněn znak \$ za α .

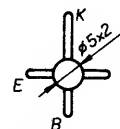
Na obr. 159 jsou uvedeny některé vlastnosti měkké podložky z materiálu DI-CLAD 880.



Obr. 159. Vlastnosti materiálu pro měkkou podložku typu DI-CLAD a) útlum mikropáskového vedení 50 Ω v závislosti na kmitočtu, b) teplotní závislost ϵ_r a $\text{tg } \delta$

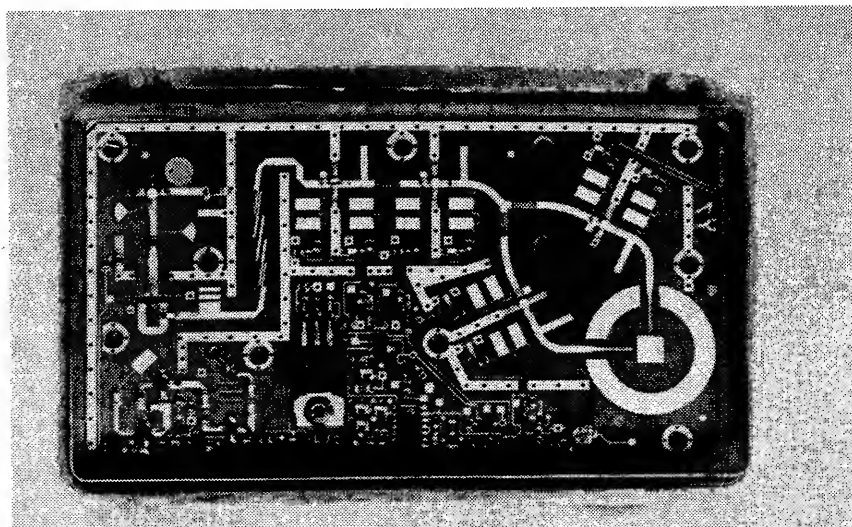


$f_T = 8 \text{ GHz}$
($I_K = 50 \text{ mA}$)



Obr. 160. Šumové číslo a přidružený zisk tranzistoru MRF571 v závislosti na kmitočtu

Vlastnosti bipolárního tranzistoru MRF571 jsou na obr. 160 a v tab. 18, str. 240. Je to tranzistor vhodný pro zesilovače s malým šumem s velkým dynamickým rozsahem. Lze jej rovněž použít do oscilátorů a násobičů kmitočtu.



Obr. 158. Vnější jednotka Marconi – obvody na jedné desce

Tab. 15. Program pro návrh pásmových propustí v podkritickém vlnovodu

```

10 DIM G(22): DIM A(22): DIM B(22)
20 REM Evanescent Waveguide Small and Broadband
   Bandpass Filters
30 PRINT "Evanescent Waveguide Small and Broadband
   Bandpass Filters", "Simultaneous I/O:", "Direct
   (up to octave BW) or:", "Inductance
   (up to octave BW) or:", "Capacitance (LE 20% BW)",
   "Couplings", "Otypka 6/86",
40 REM Frequency Mapping
50 INPUT "Passbandedge Frequencies:", "F1E(MHz)=?",
   F1E, "F2E(MHz)=?", F2E,
60 INPUT "Bandstop Frequency F1S:", "Y/N=?", Lx,
70 IF Lx="N" THEN GO TO 100
80 INPUT "F1S(MHz)=?", F1S
90 INPUT "L1S(dB)=?", L1S
100 INPUT "F2S: Y/N=?", Ux
110 IF Ux="Y" THEN GO TO 130
120 GO TO 150
130 INPUT "F2S(MHz)=?", F2S
140 INPUT "L2S(dB)=?", L2S
150 REM Type of Insertion Loss Function
160 INPUT "I.L. Function Type:", "B(Butterworth) or
   T(Tschebyschev)=?", Tx
170 IF Tx="B" THEN GO TO 200
180 INPUT "Passbandripple:", "LAR(dB)=?", LAR
190 GO TO 210
200 LET LAR=3
210 INPUT "Passbandedgeattenuation LAE", "Standard(LAE=
   LAR):Y/N=?", Sx
220 IF Sx="Y" THEN GO TO 920
230 REM Iteration for F1,F2,N
240 INPUT "LAE(dB)=?", LAE
250 GO TO 650
260 REM Passband - Lowpass Mapping Subroutine
270 LET F0=SQR ((F1*F1+F2*F2)/2)
280 LET WMOD=(F2*F2-F1*F1)/(2*F0*F0)
290 LET OMN=ABS ((F/F0)*(F/F0)-1)/WMOD
300 RETURN
310 REM Nonstandard Passband Attenuation
   LP Edge Mapping Subroutine
320 LET POM1=LN (10)/10
330 LET POM2=EXP (LAE*POM1)-1
340 LET POM3=EXP (LAR*POM1)-1
350 LET POM1=POM2/POM3
360 IF Tx="T" THEN GO TO 390
370 LET OMNE=EXP (LN (POM1)/2/N)
380 GO TO 430
390 LET POM1=SQR (POM1)
400 LET POM1=POM1+SQR (POM1*POM1-1)
410 LET POM1=EXP (LN (POM1)/N)
420 LET OMNE=(POM1+1/POM1)/2
430 REM
440 RETURN
450 REM Order N of the BPF Subroutine
460 LET POM1=LN (10)/10
470 LET POM2=EXP (LAR*POM1)-1
480 LET POM3=EXP (LAR*POM1)-1
490 LET POM1=POM2/POM3
500 IF Tx="T" THEN GO TO 530
510 LET N=LN (POM1)/2/LN (OMN)
520 GO TO 570
530 LET POM1=SQR (POM1)
540 LET POM1=POM1+SQR (POM1*POM1-1)
550 LET POM2=OMN+SQR (OMN*OMN-1)
560 LET N=LN (POM1)/LN (POM2)
570 REM
580 RETURN
590 REM Determination of Standard Bandedge
   Frequencies Subroutines
600 LET POM1=F1E*F1E: LET POM2=F2E*F2E
610 LET POM3=1-1/OMNE: LET POM4=1+1/OMNE
620 LET F1=SQR ((POM2*POM3+POM1*POM4)/2)
630 LET F2=SQR ((POM2*POM4+POM1*POM3)/2)
640 RETURN
650 REM Iteration for Determination of F1 & F2
660 PRINT "Wait for about 20 seconds"
670 LET N1=1: LET N2=1
680 IF Lx="N" THEN GO TO 780
690 LET NST=0
700 LET F1=F1E: LET F2=F2E
710 LET F=F1S: GO SUB 260

```

Pro realizaci širokopásmových oscilátorů (např. 2 až 4 GHz) je vhodný tranzistor KT640. Jeho parametry S jsou v tab. 19 na str. 239.

Literatura

- [1] Tysl, V.: *Růžička, V.: Teoretické základy mikrovlnné techniky*. SNTL: Praha 1989.
- [2] Tysl, V.: *Mikrovlnná měření*. SNTL: Praha 1963.
- [3] Zehentner, J.: *Mikrovlnná integrovaná technika*. ČVUT: Praha 1983.
- [4] Otýpka, J.: *Přehled metod, které vedou ke stanovení parametrů pásmových vedení na dielektrické podložce*. TESLA VÚST: Praha 1974.
- [5] Zehentner, J.: *Rychlý výpočet parametrů nestíněných vázaných mikropásmových vedení na korundovém substrátu*. Slaboproudý obzor č. 8/1977.
- [6] Otýpka, J.: *Vyrovňání fázových rychlostí na zavěšených vázaných mikropásmových vedeních*. Sborník přednášek. MITEKO '90, Pardubice 1990.
- [7] Peterka, R.: *Syntéza širokopásmových přizpůsobovacích obvodů bez transformátorů s maximální šířkou pásma*. Slaboproudý obzor č. 9/1986.
- [8] Puff Distribution. *Electrical Engineering M/S 116-81*. California Institute of Technology, Pasadena, CA 91125.
- [9] Marcuwitz, N.: *Waveguide Handbook*. McGraw Hill: New York 1951.
- [10] Matthaei, G. aj.: *Microwave Filters, Impedance - Matching Networks and Coupling Structures*. McGraw Hill: New York 1964.
- [11] Saal, R.: *Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges Normierter Tiefpass*. Telefunken GmbH 1963.
- [12] Otýpka, J.: *Použití podkritického vlnovodu s kapacitní diskontinuitou k realizaci mikrovlnných obvodů*. Sdělovací technika č. 3/1987.
- [13] Otýpka, J.: *Pásmové propusti a některé další obvody realizované v podkritickém vlnovodu*. Sdělovací technika č. 5/1987.
- [14] Nyström, L.: *A New Broadband High Directivity 3 dB - Hybrid and Power Divider* 10th EMC, Varšava 1980.
- [15] Rizzi, P. A.: *Microwave Engineering*. Prentice-Hall International Editions, Englewood Cliffs 1988.
- [16] Kranz, J. J.: *An S-Band Double Balanced Mixer with very high LO/RF port and LO/IF - port isolation*. IEEE MTT - S Digest: Dallas 1990.
- [17] *Oberflächenwellenfilter für Fernseh-anwendungen*. Datenbuch 1989/90 Siemens.
- [18] Marchand, N.: *Transmission Line Conversion Transformers*. Electronics 17, č. 12, 1944, s. 142.
- [19] Otýpka, J.: *A Simple Down Converter for DBS Outdoor Unit*. Proceedings of the 8th Colloquium on Microwave Communication, srpen 1986, Budapest.
- [20] Otýpka, J.; Burjan, Z.: *Balanční směšovač pro kmitočty 3,6-3,9 GHz, směrový vazební člen 3 dB se šterbinou*. Sdělovací technika, č. 1/1977.
- [21] *Mixer Preamps Provide Image Rejection*. MSN & CT, červen 1985, s. 175.
- [22] Chi, Ch. Yu; Ho, Ch. Y.: *Switched Resonators Boost the Bandwidth of Microwave VCOS*. Microwaves & RF, březen 1990.
- [23] Kimishima, M.; Ito, Y.: *A 9 to 18 GHz Small Size Hybrid Broadband VCO Using Active Match Circuits*. EMC Budapešť, září 1990.
- [24] Technical publication 229. Philips-1987.
- [25] *Satellite TV Applications*. Plessey Semiconductors 1986.
- [26] *Sovětský tranzistor KT640A1-2. Sdělovací technika č. 12/1988, s. 469.*
- [27] Blauschild, R. A.; Meyer, R. G.: *A Low Power, 5 V, 150 MHz PLL with Improved Linearity*. 1985 IEEE Int. Conf. on Consumer Electronics.
- [28] Ruthorff: *Amplitude Modulation Suppression in FM Systems*. B.S.T.J. červenec 1958.
- [29] *FM Radio: Playing a Better Tune*. Electronics World, březen 1991 (přehled FM demodulátorů).
- [30] Vajduliak, J.: *Videovstup pre FTVP COLOR 110 ST*. Amatérské radio č. 11/1990.
- [31] *Modulatorbaustein für Fernseh-Bild und -Tonsignale*. Funk-Technik č. 12/1985.
- [32] Borovička, J.: *Video-audio modulátor*. Amatérské radio č. 7/1990.
- [33] Bullock, S. R.; Ovard, D.: *Simple Technique Yields Errorless AGC Systems*. Microwaves & RF, srpen 1989.
- [34] *12 GHz Amplifier Design Using the HFET-2201*. Hewlett Packard Application Note 973.
- [35] *S-parameters Aid Design of RF Amplifiers*. Microwaves & RF červen 1988.
- [36] Pinc, J.: *Nízkošumové tranzistorové předzesilovače pro příjem z družic v pásmu 12 GHz*. Sdělovací technika č. 1/1987.
- [37] Vrba, J.: *Měření na centrimetrových vlnách*. SNTL: Praha 1958.
- [38] Otýpka, J.: *Vícedružicový a vícepásmový příjem*. Sdělovací technika č. 7/1992.

```

720 LET LA=L1S: GO SUB 450
730 LET NNO=N
740 IF ABS ((NST-NNO)/NNO)<.001 THEN GO TO 770
750 LET NST=NNO
760 GO SUB 310: GO SUB 590: GO TO 710
770 LET N1=NNO
780 IF Ux="N" THEN GO TO 880
790 LET NST=0
800 LET F1=F1E: LET F2=F2E
810 LET F=F2S: GO SUB 260
820 LET LA=L2S: GO SUB 450
830 LET NNO=N
840 IF ABS ((NST-NNO)/NNO)<.001 THEN GO TO 870
850 LET NST=NNO
860 GO SUB 310: GO SUB 590: GO TO 810
870 LET N2=NNO
880 IF N1>N2 THEN GO TO 900
890 LET NNO=N2: GO TO 1090
900 LET NNO=N1: GO TO 1090
910 REM End of Iteration
920 REM Standard Defined Edge
930 LET F1=F1E: LET F2=F2E
940 LET N1=0: LET N2=0
950 IF Lx="N" THEN GO TO 1000
960 LET F=F1S: GO SUB 260
970 LET LA=L1S: GO SUB 450
980 LET N1=N
990 REM
1000 IF Ux="N" THEN GO TO 1050
1010 LET F=F2S: GO SUB 260
1020 LET LA=L2S: GO SUB 450
1030 LET N2=N
1040 REM
1050 IF N1>N2 THEN GO TO 1070
1060 LET N=N2: GO TO 1100
1070 LET N=N1
1080 GO TO 1100
1090 LET N=NNO
1100 REM N Determined
1110 PRINT "N=",N
1120 INPUT "Choose Integer N=? ";N
1130 REM OMNE,F1,F2 Determin.
1140 IF Sx="Y" THEN GO TO 1160
1150 GO SUB 310: GO SUB 590
1160 REM Printing I/O Data
1170 PRINT "BPF Type=",Tx
1180 PRINT "N=",N
1190 PRINT "LAR(dB)=",LAR
1200 PRINT "F0(MHz)=",F0
1210 PRINT "F1(MHz)=",F1
1220 PRINT "F2(MHz)=",F2
1230 IF Sx="Y" THEN GO TO 1270
1240 PRINT "LAE(dB)=",LAE
1250 PRINT "F1E(dB)=",F1E
1260 PRINT "F2E(dB)=",F2E
1270 IF Lx="N" THEN GO TO 1310
1280 LET F=F1S: GO SUB 1390
1290 PRINT "L1SN(dB)=",LA
1300 PRINT "F1S(MHz)=",F1S
1310 IF Ux="N" THEN GO TO 1350
1320 LET F=F2S: GO SUB 1390
1330 PRINT "L2SN(dB)=",LA
1340 PRINT "F2S(MHz)=",F2S
1350 INPUT "Stopbandatt. OK:Y/N=? ";Ax
1360 IF Ax="N" THEN GO TO 1120
1370 GO TO 2010
1380 REM Atten. Subrout. Follows
1390 REM Transf. on the I/O SUB
1400 GO SUB 260
1410 LET POM1=LN (10)/10
1420 LET POM2=EXP (LAR*POM1)-1
1430 IF Tx="T" THEN GO TO 1460
1440 LET LA=LN (1+POM2*OMN^(2*N))/POM1
1450 RETURN
1460 IF OMN<1 THEN GO TO 1520
1470 LET POM3=N*LN (OMN+SQR (OMN^2-1))
1480 LET POM3=EXP (POM3)
1490 LET POM3=POM3*((POM3+1/POM3)/2)^2
1500 LET LA=LN (1+POM3)/POM1
1510 RETURN
1520 LET POM3=N*ACS (OMN)
1530 LET POM3=POM2*(COS (POM3)*COS (POM3))
1540 LET LA=LN (1+POM3)/POM1
1550 RETURN
1560 REM No I/O Transf. LA SUB
1570 GO SUB 1390
1580 IF OMN>1 THEN GO TO 1600
1590 RETURN
1600 LET LA=LA-2*LN (F/F0)/POM1
1610 RETURN
1620 REM
1630 REM
1640 REM LP Elements Deter. SUB
1650 IF Tx="T" THEN GO TO 1720
1660 LET G(1)=1: LET G(N+2)=1
1670 FOR K=2 TO N+1
1680 LET POM=(2*(K-1)-1)*PI/2/N
1690 LET G(K)=2*SIN (POM)
1700 NEXT K
1710 RETURN
1720 LET POM=LAR/17.37
1730 LET POM=EXP (POM)
1740 LET POM=(POM+1/POM)/(POM-1/POM)
1750 LET BETA=LN (POM)
1760 LET POM=BETA/2/N
1770 LET POM=EXP (POM)
1780 LET ALFA=(POM-1/POM)/2
1790 IF INT (N/2)=N/2 THEN GO TO 1820
1800 LET G(N+2)=1
1810 GO TO 1870
1820 LET POM=BETA/4
1830 LET POM=EXP (POM)
1840 REM
1850 LET G(N+2)=(POM+1/POM)/(POM-1/POM)
1860 LET G(N+2)=G(N+2)^2
1870 LET G(1)=1
1880 FOR K=1 TO N-1
1890 LET POM1=(2*K-1)*PI/2/N
1900 LET POM2=K*PI/N
1910 LET A(K)=SIN (POM1)
1920 LET B(K)=ALFA^2+(SIN (POM2))^2
1930 NEXT K
1940 LET POM1=(2*N-1)*PI/2/N
1950 LET A(N)=SIN (POM1)
1960 LET G(2)=2*A(1)/ALFA
1970 FOR K=3 TO N+1
1980 LET G(K)=4*A(K-2)*A(K-1)/B(K-2)/G(K-1)
1990 NEXT K
2000 RETURN
2010 REM End of Subroutines
2020 REM I.L.F.-tion Computation
2030 INPUT "I.L.F.Comp.:Y/N=? ";Ax
2040 PRINT " "
2050 IF Ax="N" THEN GO TO 2240
2060 PRINT "Reading Interuptions:F=0"
2070 INPUT "I/O Transf.:Y/N=? ";Bx
2080 IF Bx="N" THEN GO TO 2170
2090 PRINT " "
2100 PRINT "With I/O Transformers"
2110 INPUT "F(MHz)=? ";F
2120 IF F=0 THEN GO TO 2030
2130 GO SUB 1390
2140 PRINT "F(MHz)=",F
2150 PRINT "LA(dB)=",LA
2160 GO TO 2110
2170 PRINT "Without I/O Transformers"
2180 INPUT "F(MHz)=? ";F
2190 IF F=0 THEN GO TO 2030
2200 GO SUB 1560
2210 PRINT "F(MHz)=",F
2220 PRINT "LA(dB)=",LA
2230 GO TO 2180
2240 REM Comp. of LP Elements
2250 PRINT "LP Elements:"
2260 PRINT " "
2270 GO SUB 1640
2280 FOR K=0 TO N+1
2290 PRINT "G( ";K; ")=",G(K+1)
2300 NEXT K
2310 PRINT " "
2320 REM Use of Variables F0,F1E,F2E,WMOD,N,G(),...,G(N+1)
2330 GO TO 2620
2340 REM Follows EMG SUB's
2350 REM Slope Parameters SUB
2360 LET B=Y/D+X/D*(BLY+Y)^2+BLY*ZA2
2370 RETURN
2380 REM Delta SUB
2390 LET D=2/(1+1/(1-(A0*(.001*F0)/150)^2))
2400 RETURN
2410 REM Invertor SUB
2420 LET ZAC=SQR (G1*G2/B1/B2)/WMOD
2430 RETURN
2440 REM BLO & ZA2 SUB's
2450 LET Ax="OK"
2460 IF Cx(">D") THEN GO TO 2490
2470 LET BLY=0: LET ZA2=.5
2480 RETURN
2490 IF Cx(">L") THEN GO TO 2540

```

```

2500 LET POM1=F0/SQR (F1E*F2E)
2510 LET BLY=POM1/RP
2520 LET ZA2=1/(1+1/POM1^2)
2530 RETURN
2540 LET POM1=RP/RS-1
2550 IF POM1=0 THEN GO TO 2600
2560 LET POM1=SQR (POM1)
2570 LET BLY=-POM1/RP: LET ZA2=RS/RP
2580 LET CVY=1/(RS*POM1)
2590 RETURN
2600 LET AX="NS"
2610 RETURN
2620 REM Hyperb. F-tion Def.:
2630 DEF FN s(x)=(EXP (x)-1/EXP (x))/2
2640 DEF FN t(x)=(EXP (x)-1/EXP (x))/(EXP (x)+1/EXP (x))
2650 GO TO 2810
2660 REM Resonator Distans SUB's
2670 LET LST=1
2680 IF ZAC>2 THEN GO TO 2750
2690 LET POM1=FN s(LST)
2700 LET POM2=Z+(SQR (1+ZAC*POM1)-1)/POM1
2710 LET LNO=(LST+LN ((1+POM2)/(1-POM2)))/2
2720 IF ABS ((LNO-LST)/LST)<.0001 THEN GO TO 2740
2730 LET LST=LNO: GO TO 2690
2740 RETURN
2750 LET POM1=FN t(LST/2)
2760 LET POM2=ZAC/(POM1-Z)^2-2/(POM1-Z)
2770 LET LNO=(LST+LN (POM2+SQR (POM2*POM2+1)))/2
2780 IF ABS ((LNO-LST)/LST)<.0001 THEN GO TO 2800
2790 LET LST=LNO: GO TO 2750
2800 RETURN
2810 REM Filter Parameter Comp.
2820 PRINT "L(i) Computation: Minutes",,
2830 INPUT "Couplings:,, D(direct)",,
      "L(inductive)",, C(capacitive)",, CX= "C"
2840 INPUT "Discontinuity:,, CH(change)",,
      "S1(X1/X0=0, X2/X0=0)",,
      "S2(-X1/X0=.164,X2/X0=.045)",, EX= "E"
2850 REM
2860 IF EX<>"CH" THEN GO TO 2890
2870 INPUT "-X1/X0= "Z,X2/X0= "X
2880 GO TO 2920
2890 IF EX<>"S1" THEN GO TO 2910
2900 LET Z=0: LET X=0: GO TO 2920
2910 LET Z=.164: LET X=.045
2920 IF CX<>"C" THEN GO TO 2940
2930 INPUT "R(Ohm)= "R
2940 INPUT "a(mm)= "A0,"b(mm)= "B0
2950 REM Array Declaration
2960 DIM Z(10): REM Zac/X0
2970 DIM L(11): REM Gama*Li
2980 DIM Y(10): REM yi/Y0
2990 DIM B(10): REM bi/Y0
3000 INPUT "Gama*L1 -round 2-=? "L(1)
3010 LET BLY=0: LET ZA2=.5
3020 REM Use of Filter Symetry
3030 LET NK=INT ((N+1)/2)
3040 FOR K=1 TO NK
3050 LET Y(K)=2
3060 LET B(K)=2
3070 NEXT K
3080 LET BST=2: REM Start
3090 LET X0=240*PI*B0/A0/SQR ((150/(.001*F0)/A0)^2-1)
3100 GO SUB 2380: REM Delta
3110 LET Y=Y(1)
3120 GO SUB 2350: REM bi/Y0
3130 LET RP=G(1)*G(2)/B/WMOD
3140 LET B(1)=B
3150 FOR K=1 TO INT (N/2)
3160 LET B1=B(K): LET G1=G(K+1): LET G2=G(K+2)
3170 IF K=INT ((N+1)/2) THEN GO TO 3190
3180 LET B2=B(K+1): GO TO 3200
3190 LET B2=B(K)
3200 GO SUB 2410: REM Zac/X0
3210 LET Z(K)=ZAC
3220 GO SUB 2660: REM Gama*Li
3230 LET L(K+1)=LNO
3240 NEXT K
3250 REM Determination of Y(i)
3260 REM
3270 IF CX<>"C" THEN GO TO 3290
3280 LET RS=R/X0
3290 GO SUB 2440: REM B0&1/2..
3300 IF AX<>"NS" THEN GO TO 3330

```

```

3310 PRINT "Choose Greater b(&a)!!!",,
3320 GO TO 2940
3330 LET POM1=FN t(L(2)/2)-Z+2/FN s(L(2))
3340 LET POM2=1/POM1+1/Z(1)
3350 LET Y(1)=1/(FN t(L(1))-Z)+POM2
3360 LET Y=Y(1)
3370 GO SUB 2350: LET B(1)=B
3380 IF ABS ((BST-B)/BST)<.0001 THEN GO TO 3530
3390 LET BST=B
3400 IF N=2 THEN GO TO 3110
3410 FOR K=2 TO INT ((N+1)/2)
3420 IF K<(N+1)/2 THEN GO TO 3440
3430 LET L(K+1)=L(K): LET Z(K)=Z(K-1)
3440 LET POM1=FN t(L(K+1)/2)-Z+2/FN s(L(K+1))
3450 LET POM3=1/POM1+1/Z(K)
3460 LET Y(K)=POM2+POM3
3470 LET POM2=POM3
3480 LET BLY=0: LET ZA2=.5
3490 LET Y=Y(K): GO SUB 2350
3500 LET B(K)=B
3510 NEXT K
3520 GO SUB 2440: GO TO 3110
3530 REM End of Iteration
3540 REM Outputs
3550 PRINT
3560 LET OMEG=2*PI*F0
3570 IF CX<>"C" THEN GO TO 3600
3580 LET CVY0=CVY/X0/OMEG*1000000
3590 PRINT "Cv(pF)=",CVY0
3600 IF CX<>"L" THEN GO TO 3650
3610 LET RL=RP*X0/(1+F0^2/F1E/F2E)
3620 LET OML=RL*SQR (F1E/F2E)
3630 PRINT "R(Ohm)=",RL
3640 PRINT "Omega*L(Ohm)=",OML
3650 IF CX<>"D" THEN GO TO 3680
3660 LET RD=RP*X0
3670 PRINT "Rd(Ohm)=",RD
3680 PRINT
3690 LET POM5=PI*F0/150000*SQR ((150000/F0/A0)^2-1)
3700 GO SUB 2440
3710 LET POM2=X0*(X+1/(Y(1)+BLY))
3720 LET C1R=1/POM2
3730 LET C1R=C1R/OMEG*1000000
3740 PRINT "C(1)(pF)=",C1R
3750 FOR K=2 TO INT ((N+1)/2)
3760 LET C1R=1/X0/(X+1/Y(K))/OMEG*1000000
3770 PRINT "C("K;") (pF)=",C1R
3780 NEXT K
3790 PRINT
3800 FOR K=1 TO INT (N/2)+1
3810 LET LRES=L(K)/POM5
3820 PRINT "L("K;") (mm)=",LRES
3830 NEXT K
3840 PRINT
3850 INPUT "Impedance OK: Y/N=? "AX
3860 IF AX="N" THEN GO TO 2940
3870 STOP

```

Tab. 16. Program pro návrh tranzistorových oscilátorů se sériovou zpětnou vazbou

```

5 REM OSCILATOR SE SERIOVOU ZPETNOU VAZBOU
10 REM
15 REM OTYPKA 12/1980, ZX SPECTRUM
20 REM
25 REM TRANZISTOR JE POPSAN MALOSIGNALOVYMI S-PARAMETRY
30 REM (Z0=50OHM) MEZI BRANOU 1 A 2 VE TRECH KMITOCTOVYCH
35 REM BODECH-VIZ 1300 DATA.
40 REM JE URCENA ROZSIRENA S-MATICE TRANZISTORU JAKO TROJBRANU.
45 REM KE DVEMA ZVOLENYM BRANAM TRANZISTORU PRIPOJIME ZVOLENE
50 REM JEDNOBRANY,NA Treti BRANE TRANZISTORU SE VYPOCTE
55 REM IMPEDANCE.TATO IMPEDANCE SE DALE TRANSFORMUJE ZVOLENYM
60 REM DVOJBRANEM,KTERY JE PRIPOJEN K Treti BRANE TRANZISTORU.
65 REM URCI SE KOEF. ODRAZU (GAMA) VZHEDEM KE ZVOLENE
70 REM NORMALIZACNI IMPEDANCI Z0SD.
75 REM DO S.D. SE VYNESE NA TRECH KMITOCTECH BUD GAMA NEBO
80 REM 1/(GAMA*) - VOLIME INVER. S.D.
85 REM BOD ODPOVIDAJICI PRVNIMU KMITOCTU JE OZNACEN *.
90 REM PRI VYSETROVANI STABILITY SE NAHRADI ABS(S21) NOVOU
95 REM HODNOTOU 1.2*ABS(S21) - VIZ 2120.
100 REM BODY LEZICI MIMO OBLAST STANDARTNIHO S.D. JSOU
105 REM UMISTENY NA JEHO OKRAJ.SPOJNICE TECHTO BODU NEJSOU
110 REM OSETRENY A MOHOU PRIPADNE PROCHAZET VNITRKEM S.D.
115 REM
120 REM NEJPRVE SI ZVOLIME BRANU - BRANA,KE KTERE JE PRIPOJEN
125 REM TRANSFORMACNI DVOJBRAN.
130 REM PRVKY DVOJBRANU SE NACITAJI A TRANSFORMACE SE PROVADI
135 REM PODPROGRAMEM S NAVESTIM 4000.

```

```

140 REM PRVKY JEDNOBRANU SE NACITAJI A VYPOCET KOEF. ODRAZU
145 REM SE PROVADI PRO NASLEDUJICI BRANU V CYKLICKEM PORADI
150 REM PROGRAMEM S NAVESTIM 5000.
155 REM PRVKY JEDNOBRANU SE NACITAJI A VYPOCET KOEF. ODRAZU
160 REM SE PROVADI PRO POSLEDNI BRANU TRANZISTORU V
165 REM CYKLICKEM PORADI PROGRAMEM S NAVESTIM 6000.
170 REM
175 REM PROGRAM OBSAHUJE JAKO PRIKLAD RESENI OSCILATORU
180 REM S TRANZISTOREM BFR90, UKE=6V/15MA, S-PAR. (1-B, 2-K, 3-E)
185 REM UVEDENY PRO 1.4, 1.7 A 2 GHZ.
190 REM V BAZI JE SERIOVY OBVOD TVORENY LB, CB A RB,
195 REM V EMITORU JE PARALELNI OBVOD TVORENY LE, CE, RE
200 REM A KE KOLEKTORU JE DO SERIE PRIPOJEN LC.
205 REM VOLIME-LI LB=8NH, CB=8PF, RB=10HM, LE=6.8NH,
210 REM CE=2PF, RE=100OHM, LC=0NH, PAK DOSTANEME NA KMITOCTU
215 REM 1700MHZ PRO IMPEDANCI NA KOLEKTORU (LC=0) TRANZISTORU
220 REM  $Z' = (-ZSD) * Z0SD = (-1+j0) * 42 = -42 OHM$ 
225 REM PRIPOJIME-LI TEDY KE KOLEKTORU IDEALNI REZISTOR
230 REM O ODPORU NE VETSIM NEZ 42 OHM, OSCILATOR BUDE
235 REM KMITAT (A BUDE STABILNI).
240 REM
245 REM VYPOCTY V PODPROGRAMECH 4000, 5000 A 6000 PROVEDEME
250 REM S VYUZITIM NASLEDUJICICH PODPROGRAMU
255 REM 530 FI=ATN(Y,X), (-PI,PI)
260 REM 640 PREVRACENA HODNOTA KOMPLEXNIHO CISLA
265 REM 710 TRANSFORMACE NA VEDENI
270 REM 900 KOEFICIENT ODRAZU ZNAME-LI IMPEDANCE
275 REM (1020 SMITHUV DIAGRAM - S.D.)
280 REM (1450 APROXIMACE VE TRECH BODECH PARABOLOU)
285 REM 1890 NASOBENI CI DELENI KOMPLEXNICH CISEL
290 REM (2030-2610 ROZSIRENA S-MATICE TRANZISTORU)
295 REM 3550 IMPEDANCE JE-LI ZNAM KOEFICIENT ODRAZU
300 REM HVEZDICKA ZA ZNAKEM V PREDCHOZI CASTI ZNACI KOMPLEXNE
305 REM SDRUZENE CISLO.
310 REM
315 REM PROGRAM UMOZNUJE ZAHRNOUT DO VYPOCTU VETSINU
320 REM PARAZITNICH PRVKU OBVODU OSCILATORU A ZKOUMAT
325 REM PODMINKY STABILITY.
330 REM S-PARAMETRY JSOU APROXIMOVANY NA ZVOLENYCH KMITOCTECH
335 REM PARABOLOU. TATO APROXIMACE NENI OPTIMALNI.
500 CLS : LET D="Y"
510 DIM G(3,4,2): DIM S(3,3,2)
520 GO TO 1240
530 REM FI(-PI,PI)=ATN(Y,X)
540 IF X=0 THEN GO TO 600
550 IF Y=0 THEN GO TO 610
560 IF X<0 THEN LET FI=PI*SGN(Y)+ATN(Y/X)
570 IF X>0 THEN LET FI=ATN(Y/X)
580 GO TO 620
590 LET FI=ATN(Y/X): GO TO 620
600 LET FI=PI/2*SGN(Y): GO TO 620
610 LET FI=PI/2*(1-SGN(X))
620 REM KONEC ATN
630 RETURN
640 REM SUB INVITANCE
650 REM VSTUP: R,X, VYSTUP: G,B
660 LET P=SQR(R*R+X*X): LET Y=X: LET X=R
670 GO SUB 530: REM ATN(Y,X)
680 LET P=1/P: LET FI=-FI
690 LET G=P*COS(FI): LET B=P*SIN(FI)
700 RETURN
710 REM SUB TRANSFORMACE NA VEDENI
720 REM VSTUP: IMITANCE Z0, R1, X1, KMITOCT F0(MHZ)
730 REM A DELKA VEDENI L0(mm)
740 REM VYSTUP: IMITANCE R2, X2
750 LET F1=PI/1.5*.00001*F0*L0
760 LET F2=COS(F1): LET F3=SIN(F1)
770 LET F1=F2*Z0-F3*X1
780 LET F4=R1*F3
790 LET P1=SQR(F1*F1+F4*F4)
800 LET Y=F4: LET X=F1
810 GO SUB 530: LET F5=FI
820 LET F1=R1*F2
830 LET F4=Z0*F3+X1*F2
840 LET P2=SQR(F1*F1+F4*F4)
850 LET Y=F4: LET X=F1
860 GO SUB 530: LET F6=FI
870 LET F5=F6-F5: LET P1=P2*Z0/P1
880 LET R2=P1*COS(F5): LET X2=P1*SIN(F5)
890 RETURN
900 REM SUB KOEF. ODRAZU
910 REM VSTUP: R,X,R0
920 REM VYSTUP: G1,JG2
930 LET P1=SQR((R-R0)*(R-R0)+X*X)
940 LET Y=X: LET POMM=X: LET X=R-R0
950 GO SUB 530: LET F1=FI
960 LET P2=SQR((R+R0)*(R+R0)+POMM*POMM)
970 LET Y=POMM: LET X=R+R0
980 GO SUB 530: LET F2=FI
990 LET G1=P1/P2*COS(F1-F2)
1000 LET G2=P1/P2*SIN(F1-F2)
1010 RETURN
1020 REM SUB S.D.
1030 REM STRED (X0,Y0)=(170,85)
1040 REM POLOMER R0=80
1050 REM TEDY X=X0+R0*G1, Y=Y0+R0*G2
1060 REM KDE GAMA=G1+J*G2
1070 PLOT 90,85: DRAW 160,0
1080 PLOT 170,5: DRAW 0,160
1090 CIRCLE 170,85,80: CIRCLE 190,85,60
1100 CIRCLE 210,85,40: CIRCLE 230,85,20
1110 PLOT 250,85: DRAW -136.6,56.6,-PI/4
1120 PLOT 250,85: DRAW -136.6,-56.6,PI/4
1130 PLOT 250,85: DRAW -80,80,-PI/2
1140 PLOT 250,85: DRAW -80,-80,PI/2
1150 PLOT 250,85: DRAW -23.4,56.6,-3*PI/4
1160 PLOT 250,85: DRAW -23.4,-56.6,3*PI/4
1170 PRINT AT 11,20: "1"
1180 PRINT AT 11,10: "0"
1190 PRINT AT 11,15: "1/3"
1200 PRINT AT 3,11: "J.414"
1210 PRINT AT 3,26: "J2.41"
1220 PRINT AT 0,21: "J"
1230 RETURN
1240 REM OSCILATOR
1250 REM PRED SPUSTENIM NACTI
1260 REM KMITOCTY A S-PARAMETRY
1270 REM DO 1300 DATA V PORADI
1280 REM F1(MHZ), ABSS11(1), ARGS11(st.), ABSS12(1), ARGS12(st.), ...
1290 REM ..., F2(MHZ), ..., F3, ..., ABSS21, ARGS21, ABSS22, ARGS22
1300 DATA 1400, .187, 131, .154, 72, 2.36, 63, .44, -42
1301 DATA 1700, .214, 127, .182, 69, 2.38, 61, .427, -44
1302 DATA 2000, .253, 126, .212, 65, 2.08, 53, .394, -51
1310 DIM T(3,2,2): DIM F(3,2)
1320 FOR I=1 TO 3
1330 READ F(I,1)
1340 FOR J=1 TO 2
1350 FOR K=1 TO 2
1360 FOR L=1 TO 2
1370 READ T(I,J,K,L)
1380 NEXT L: NEXT K: NEXT J: NEXT I
1390 REM URZENI VYSETOVANE BRANY(JEDNA ZE TRI)
1400 INPUT "VYSETOVANA BRANA(1,2 n. 3)=?": BRANA
1410 INPUT "F1V,F2V,F3V(MHZ)=?": F1(1,2), F2(2,2), F3(3,2)
1420 LET A="Y"
1430 DIM A(3,2,2,2)
1440 GO TO 1540
1450 REM SUB: KOEF. PARABOLY S=A+B*F+C*F^2
1460 REM VSTUP: F1,F2,F3,S1,S2,S3
1470 REM VYSTUP: A,B,C
1480 LET DH=F2*F3^2+F1*F2^2+F3*F1^2-(F2*F1^2+F1*F3^2+F3*F2^2)
1490 LET DA=S1*F2*F3^2+S3*F1*F2^2+S2*F3*F1^2-
(S3*F2*F1^2+S2*F1*F3^2+S1*F3*F2^2)
1500 LET DB=S2*F3^2+S1*F2^2+S3*F1^2-(S2*F1^2+S1*F3^2+S3*F2^2)
1510 LET DC=F2*S3+F1*S2+F3*S1-(F2*S1+F1*S3+F3*S2)
1520 LET A=DA/DH: LET B=DB/DH: LET C=DC/DH
1530 RETURN
1540 REM APROXIMACE S-PAR. PRO
1550 REM VYSETR. KMIT. PARABOLOU
1560 LET F1=F(1,1): LET F2=F(2,1): LET F3=F(3,1)
1570 FOR J=1 TO 2
1580 FOR K=1 TO 2
1590 FOR L=1 TO 2
1600 LET S1=T(1,J,K,L)
1610 LET S2=T(2,J,K,L)
1620 LET S3=T(3,J,K,L)
1630 GO SUB 1450
1640 FOR I=1 TO 3
1650 LET A(I,J,K,L)=A+B*F(I,2)+C*F(I,2)^2
1660 NEXT I
1670 NEXT L: NEXT K: NEXT J
1680 LET B="N": LET E="Y"
1690 REM KONEC APROXIMACE
1700 REM NACTENI DAT VNEJSICH OBVODU
1710 REM
1720 REM S.D.: 1/GAMA n. GAMA
1730 INPUT "INVERTOV. S.D. Y/N=?": C
1740 REM Z0SD: PRO S.D.
1750 INPUT "Z0SD(ohm)=?": Z0SD
1760 DIM J(3): DIM Jx(3)
1770 LET J(1)=BRANA
1780 LET J(2)=BRANA+1-3*INT(BRANA/3)
1790 LET J(3)=BRANA+2-3*INT((BRANA+1)/3)
1800 FOR I=1 TO 3
1810 IF J(I)=1 THEN GO TO 1840
1820 IF J(I)=2 THEN GO TO 1850
1830 IF J(I)=3 THEN GO TO 1860

```



```

1840 INPUT "NACTENI-BRANA 1 Y/N=?";J*(I): GO TO 1870
1850 INPUT "NACTENI-BRANA 2 Y/N=?";J*(I): GO TO 1870
1860 INPUT "NACTENI-BRANA 3 Y/N=?";J*(I)
1870 NEXT I
1880 GO TO 1980
1890 REM SUB NAS. N. DEL. K. C.
1900 REM VSTUP: IND,R1,X1,R2,X2
1910 REM VYSTUP: R3,X3
1920 IF IND=2 THEN GO TO 1950
1930 LET R3=R1*R2-X1*X2
1940 LET X3=X1*R2+X2*R1: GO TO 1970
1950 LET R3=(R1*R2+X1*X2)/(R2*R2+X2*X2)
1960 LET X3=(X1*R2-X2*R1)/(R2*R2+X2*X2)
1970 RETURN
1980 REM GAMA NA F1V,F2V,F3V
1990 REM VE S.D. NA BRANE BRANA
2000 IF D*="N" THEN GO TO 2020
2010 GO SUB 1020
2020 LET POM=PI/180
2030 REM URCENI PRVKU ROZSIRENE
2040 REM S-MATICE
2050 IF A*="N" AND B*=E* THEN GO TO 2610
2060 FOR I=1 TO 3
2070 LET RST11=A(I,1,1,1)*COS (POM*A(I,1,1,2))
2080 LET IST11=A(I,1,1,1)*SIN (POM*A(I,1,1,2))
2090 LET RST12=A(I,1,2,1)*COS (POM*A(I,1,2,2))
2100 LET IST12=A(I,1,2,1)*SIN (POM*A(I,1,2,2))
2110 LET POM1=1
2120 IF B*="Y" THEN LET POM1=1,2
2130 LET RST21=POM1*A(I,2,1,1)*COS (POM*A(I,2,1,2))
2140 LET IST21=POM1*A(I,2,1,1)*SIN (POM*A(I,2,1,2))
2150 LET RST22=A(I,2,2,1)*COS (POM*A(I,2,2,2))
2160 LET IST22=A(I,2,2,1)*SIN (POM*A(I,2,2,2))
2170 REM S33
2180 LET R1=RST11+RST12+RST21+RST22
2190 LET X1=IST11+IST12+IST21+IST22
2200 LET R2=4-R1
2210 LET X2=-X1: LET IND=2
2220 GO SUB 1890
2230 LET S(I,3,3,1)=R3: LET S(I,3,3,2)=X3
2240 REM S32
2250 LET R1=.5*(1+S(I,3,3,1))
2260 LET X1=.5*S(I,3,3,2)
2270 LET R2=1-RST12-RST22
2280 LET X2=-IST12-IST22: LET IND=1
2290 GO SUB 1890
2300 LET S(I,3,2,1)=R3: LET S(I,3,2,2)=X3
2310 REM S23
2320 LET R2=1-RST21-RST22
2330 LET X2=-IST21-IST22
2340 GO SUB 1890
2350 LET S(I,2,3,1)=R3: LET S(I,2,3,2)=X3
2360 REM S22
2370 LET R1=S(I,2,3,1): LET X1=S(I,2,3,2)
2380 LET R2=S(I,3,2,1): LET X2=S(I,3,2,2)
2390 LET IND=1: GO SUB 1890
2400 LET R1=R3: LET X1=X3
2410 LET R2=1+S(I,3,3,1): LET X2=S(I,3,3,2)
2420 LET IND=2: GO SUB 1890
2430 LET S(I,2,2,1)=RST22+R3
2440 LET S(I,2,2,2)=IST22+X3
2450 REM S21
2460 LET S(I,2,1,1)=1-S(I,2,2,1)-S(I,2,3,1)
2470 LET S(I,2,1,2)=-S(I,2,2,2)-S(I,2,3,2)
2480 REM S12
2490 LET S(I,1,2,1)=1-S(I,2,2,1)-S(I,3,2,1)
2500 LET S(I,1,2,2)=-S(I,2,2,2)-S(I,3,2,2)
2510 REM S31
2520 LET S(I,3,1,1)=1-S(I,3,3,1)-S(I,3,2,1)
2530 LET S(I,3,1,2)=-S(I,3,3,2)-S(I,3,2,2)
2540 REM S13
2550 LET S(I,1,3,1)=1-S(I,2,3,1)-S(I,3,3,1)
2560 LET S(I,1,3,2)=-S(I,2,3,2)-S(I,3,3,2)
2570 REM S11
2580 LET S(I,1,1,1)=1-S(I,2,1,1)-S(I,3,1,1)
2590 LET S(I,1,1,2)=-S(I,2,1,2)-S(I,3,1,2)
2600 NEXT I
2610 REM URCENA ROZS. S-MATICE
2620 REM JADRO PROGRAMU
2630 FOR I=1 TO 3
2640 LET F0=F(I,2)
2650 REM BRANA J(3)
2660 IF J*(3)="N" AND A*="N" AND B*=E* THEN GO TO 2680
2670 GO SUB 6000: REM BRANA J(3)
2680 LET R1=S(I,J(3),J(3),1): LET X1=S(I,J(3),J(3),2)

```

```

2690 LET R2=G(I,3,1): LET X2=G(I,3,2): LET IND=1
2700 GO SUB 1890
2710 LET JMR=1-R3: LET JMI=-X3
2720 LET R1=S(I,J(1),J(3),1): LET X1=S(I,J(1),J(3),2)
2730 GO SUB 1890
2740 LET S13G3R=R3: LET S13G3I=X3
2750 LET R1=S(I,J(2),J(3),1): LET X1=S(I,J(2),J(3),2)
2760 GO SUB 1890
2770 LET S23G3R=R3: LET S23G3I=X3
2780 LET R1=S(I,J(3),J(1),1): LET X1=S(I,J(3),J(1),2)
2790 LET R2=S13G3R: LET X2=S13G3I
2800 GO SUB 1890
2810 LET R1=R3: LET X1=X3
2820 LET R2=JMR: LET X2=JMI: LET IND=2
2830 GO SUB 1890
2840 LET B1A1R=S(I,J(1),J(1),1)+R3
2850 LET B1A1I=S(I,J(1),J(1),2)+X3
2860 LET R1=S13G3R: LET X1=S13G3I
2870 GO SUB 1890
2880 LET R1=S(I,J(3),J(2),1): LET X1=S(I,J(3),J(2),2)
2890 LET R2=R3: LET X2=X3: LET IND=1
2900 GO SUB 1890
2910 LET S12R=S(I,J(1),J(2),1)+R3: LET S12I=S(I,J(1),J(2),2)+X3
2920 LET R1=S23G3R: LET X1=S23G3I
2930 LET R2=JMR: LET X2=JMI: LET IND=2
2940 GO SUB 1890
2950 LET R1=R3: LET X1=X3: LET IND=1
2960 LET R2=S(I,J(3),J(1),1): LET X2=S(I,J(3),J(1),2)
2970 GO SUB 1890
2980 LET S21R=S(I,J(2),J(1),1)+R3: LET S21I=S(I,J(2),J(1),2)+X3
2990 LET R2=S(I,J(3),J(2),1): LET X2=S(I,J(3),J(2),2)
3000 GO SUB 1890
3010 LET S22R=S(I,J(2),J(2),1)+R3: LET S22I=S(I,J(2),J(2),2)+X3
3020 LET R1=S12R: LET X1=S12I
3030 LET R2=S21R: LET X2=S21I
3040 GO SUB 1890
3050 LET S1221R=R3: LET S1221I=X3
3060 REM BRANA J(2)
3070 IF J*(2)="N" AND A*="N" AND B*=E* THEN GO TO 3090
3080 GO SUB 5000: REM BRANA J(2)
3090 LET R1=S1221R: LET X1=S1221I
3100 LET R2=G(I,2,1): LET X2=G(I,2,2): LET IND=1
3110 GO SUB 1890
3120 LET S1221GR=R3: LET S1221GI=X3
3130 LET R1=S22R: LET X1=S22I
3140 GO SUB 1890
3150 LET R2=1-R3: LET X2=-X3: LET IND=2
3160 LET R1=S1221GR: LET X1=S1221GI
3170 GO SUB 1890
3180 LET G(I,1,1)=B1A1R+R3
3190 LET G(I,1,2)=B1A1I+X3
3200 REM URCEN ODRAZ NA BRANE
3210 REM BRANA - J(1), NORMOV.
3220 REM K 50 ohm
3230 GO SUB 4000: REM BRANA J(1)
3240 REM HLEDANY ODRAZ G(I,4,1)+JG(I,4,2), NORM. K Z0SD
3250 REM PRENESENI DO S.D.
3260 REM MERITKO VIZ SUB S.D.
3270 IF C*="N" THEN GO TO 3310
3280 LET R=G(I,4,1): LET X=-G(I,4,2)
3290 GO SUB 640
3300 LET G(I,4,1)=G: LET G(I,4,2)=B
3310 LET OMEZ=SQR (G(I,4,1)*G(I,4,1)+G(I,4,2)*G(I,4,2))
3320 IF OMEZ=1.03 THEN GO TO 3350
3330 LET G(I,4,1)=1.03*G(I,4,1)/OMEZ
3340 LET G(I,4,2)=1.03*G(I,4,2)/OMEZ
3350 IF I>1 THEN GO TO 3450
3360 LET G1=170+80*G(I,4,1)
3370 LET G2=85+80*G(I,4,2)
3380 PRINT AT 0,0;"Z0SD=";Z0SD;"ohm"
3390 PRINT AT INT ((175-G2)/8),INT (G1/8);"*"
3400 PRINT AT 1,0;"J(1)=";J(1);"-4000"
3410 PRINT AT 2,0;"J(2)=";J(2);"-5000"
3420 PRINT AT 3,0;"J(3)=";J(3);"-6000"
3430 PLOT G1,G2
3440 GO TO 3460
3450 DRAW 80*(G(I,4,1)-G((I-1),4,1)),80*(G(I,4,2)-G((I-1),4,2))
3460 PRINT AT (I+3),0;F(I,2);" MHz"
3470 NEXT I
3480 LET E*=B*: INPUT "STABILITA Y/N=?";B*
3490 IF B*="Y" THEN GO TO 2050
3500 INPUT "MAZANI OBRAZU Y/N=?";D*
3510 IF D*="Y" THEN CLS
3520 INPUT "ZMENA KMITOCTU-Y/N=?";A*
3530 IF A*="Y" THEN GO TO 1410
3540 GO TO 1690: REM VNEJSI OBVODY
3550 REM SUB IMPEDANCE/KOEF. ODRAZU
3560 REM VSTUP: G1+JG2,R0
3570 REM VYSTUP: R+JX

```



```

3580 LET P1=SQR ((1+G1)*(1+G1)+G2*G2)
3590 LET Y=G2: LET X=1+G1
3600 GO SUB 530: LET F1=F1
3610 LET P2=SQR ((1-G1)*(1-G1)+G2*G2)
3620 LET Y=-G2: LET X=1-G1
3630 GO SUB 530: LET F2=F1
3640 LET R=R0*P1/P2*COS (F1-F2)
3650 LET X=R0*P1/P2*SIN (F1-F2)
3660 RETURN
3670 STOP
4000 REM TRANSFORMACE NA BRANE J(1)
4010 REM VSTUP: G(I,1,1)+jG(I,1,2), J*(1), F0(MHz), Z0=50 ohm
4020 REM VYSTUP: G(I,4,1)+jG(I,4,2) NORMOVANO K Z0SD
4030 IF J*(1)="N" OR I1 OR B*="Y" THEN GO TO 4200
4040 REM NACTENI PRVKU DVOJBRANU
4050 INPUT "LC(nH)=?";LC
4200 REM VYPOCET G(I,4,1)+jG(I,4,2)
4210 LET G1=G(I,1,1): LET G2=G(I,1,2): LET R0=50: GO SUB 3550
4220 LET R0=Z0SD
4230 LET PON=2*PI*.001
4240 LET R=R: LET "X=X+PON*F0*LC
4250 GO SUB 900
4260 LET G(I,4,1)=G1: LET G(I,4,2)=G2
4990 RETURN
5000 REM ODRAZ NA BRANE J(2)
5010 REM VSTUP: J*(2), F0(MHz), Z0=50 ohm
5020 REM VYSTUP: G(I,2,1)+jG(I,2,2) NORMOVANO K 50 ohm
5030 IF J*(2)="N" OR I1 OR B*="Y" THEN GO TO 5200
5040 REM NACTENI PRVKU DVOJPOLU
5050 INPUT "LE(nH),CE(pF),RE(ohm)=?";LE;" ";CE;" ";RE
5200 REM VYPOCET G(I,2,1)+jG(I,2,2)
5210 LET PON=2*PI*.001
5220 LET X=PON*F0*LE
5230 LET R=0: GO SUB 640
5240 LET R=1/RE: LET X=-.001*PON*F0*CE+B: GO SUB 640
5250 LET R=G: LET X=B
5260 LET R0=50: GO SUB 900
5270 LET G(I,2,1)=G1: LET G(I,2,2)=G2
5990 RETURN
6000 REM ODRAZ NA BRANE J(3)
6010 REM VSTUP: J*(3), F0(MHz), Z0=50 ohm
6020 REM VYSTUP: G(I,3,1)+jG(I,3,2) NORMOVANO K 50 ohm
6030 IF J*(3)="N" OR I1 OR B*="Y" THEN GO TO 6200
6040 REM NACTENI PRVKU DVOJPOLU
6050 INPUT "LB(nH),CB(pF),RB(ohm)=?";LB;" ";CB;" ";RB
6200 REM VYPOCET G(I,3,1)+jG(I,3,2)
6210 LET PON=2*PI*.001
6220 LET X=PON*F0*LB-1/(PON*.001*F0*CB)
6230 LET R=RB: LET R0=50
6240 GO SUB 900
6250 LET G(I,3,1)=G1: LET G(I,3,2)=G2
6990 RETURN

```

Tab. 17. Program pro tzv. komplexně sdružené přizpůsobení dvojbranu popsaného parametry S

```

10 REM KOMPLEXNE SDRUZENE PRIZPUSOBENI, OT7/87.
20 INPUT "ABS(S11)=";VS11,"ARG(S11)=";P
30 LET FS11=PI/180*P: LET RS11=VS11*COS FS11
35 LET IS11=VS11*SIN FS11
40 INPUT "ABS(S12)=";VS12,"ARG(S12)=";P
50 LET FS12=PI/180*P: LET RS12=VS12*COS FS12
55 LET IS12=VS12*SIN FS12
60 INPUT "ABS(S21)=";VS21,"ARG(S21)=";P
65 LET FS21=PI/180*P: LET RS21=VS21*COS FS21
67 LET IS21=VS21*SIN FS21
70 INPUT "ABS(S22)=";VS22,"ARG(S22)=";P
75 LET FS22=PI/180*P: LET RS22=VS22*COS FS22
77 LET IS22=VS22*SIN FS22
80 REM URCENI DETERMINANTU
90 LET VS1122=VS11*VS22: LET FS1122=FS11+FS22
100 LET VS1221=VS12*VS21: LET FS1221=FS12+FS21
110 REM ABS D
120 LET R1122=VS1122*COS FS1122
130 LET I1122=VS1122*SIN FS1122
140 LET R1221=VS1221*COS FS1221
150 LET I1221=VS1221*SIN FS1221
160 LET D2=(R1122-R1221)*(R1122-R1221)+(I1122-I1221)*(I1122-I1221)
170 REM STABILITY FACTOR k
180 LET K=(1-VS11^2-VS22^2+D2)/2/VS12/VS21
190 PRINT "k=",K,,,
200 LET P1=1-VS11^2
210 PRINT "ABS(S12*S21) ( 1-ABS(S11)^2"
220 PRINT VS1221,P1,,,
230 LET P1=1-VS22^2
240 PRINT "ABS(S12*S21) ( 1-ABS(S22)^2"
250 PRINT VS1221,P1,,,
260 INPUT "POKRACOVANI: JAKEKOLIV CISLO=";P1
270 REM KOMPLEXNE SDRUZENE PRIZPUSOBENI
280 LET RC1=RS11-((R1122-R1221)*RS22+(I1122-I1221)*IS22)
290 LET IC1=IS11-((R1122-R1221)*IS22+RS22*(I1122-I1221))
300 LET B1=1-VS22^2+VS11^2-D2
310 LET RC2=RS22-((R1122-R1221)*RS11+(I1122-I1221)*IS11)
320 LET IC2=IS22-((R1122-R1221)*IS11+RS11*(I1122-I1221))
330 LET B2=1-VS11^2+VS22^2-D2
340 LET VC1=SQR (RC1*RC1+IC1*IC1)
350 LET VC2=SQR (RC2*RC2+IC2*IC2)
360 LET P1=B1/2/VC1: LET P2=B2/2/VC2
370 LET RGG=RC1/VC1*(P1-SQR (P1*P1-1))
380 LET IGG=IC1/VC1*(P1-SQR (P1*P1-1))
390 LET RGL=RC2/VC2*(P2-SQR (P2*P2-1))
400 LET IGL=IC2/VC2*(P2-SQR (P2*P2-1))
410 REM IMPEDANCE TRANZISTORU
420 LET RC1=1+RGG: LET IC1=IGG
430 LET RJ1=1-RGG: LET IJ1=-IGG
440 LET RC2=1+RGL: LET IC2=IGL
450 LET RJ2=1-RGL: LET IJ2=-IGL
460 LET P1=RJ1*RJ1+IJ1*IJ1: LET P2=RJ2*RJ2+IJ2*IJ2
470 LET RZG=(RC1*RJ1+IC1*IJ1)/P1*50
480 LET IZG=-(RC1*IJ1-RJ1*IC1)/P1*50
490 LET RZL=(RC2*RJ2+IC2*IJ2)/P2*50
500 LET IZL=-(RC2*IJ2-RJ2*IC2)/P2*50
510 PRINT "ReZg(Ohm)=",RZG
520 PRINT "-ImZg(Ohm)=",IZG
530 PRINT "
540 PRINT "ReZl(Ohm)=",RZL
550 PRINT "-ImZl(Ohm)=",IZL,,,
560 GO TO 10
570 STOP

```

Tab. 19. Parametry S tranzistoru KT640 ($U_{KE} = 15 \text{ V}$, $I_K = 30 \text{ mA}$, $\arg S_{ij} [^\circ]$)

f [GHz]	S _{11B}		S _{21B}		S _{12B}		S _{22B}	
	S ₁₁	arg S ₁₁	S ₂₁	arg S ₂₁	S ₁₂	arg S ₁₂	S ₂₂	arg S ₂₂
1	0,985	157,9	1,907	- 36,7	0,032	145,0	1,107	- 35,4
1,5	1,035	145,8	1,935	- 57,4	0,068	137,0	1,145	- 53,1
2	1,120	133,2	1,925	- 81,8	0,140	122,8	1,269	- 67,0
2,5	1,163	121,0	1,805	-110,7	0,211	103,4	1,265	- 97,7
3	1,172	99,5	1,713	-141,1	0,304	83,1	1,294	-115,6
3,5	1,104	86,8	1,403	-173,3	0,355	61,5	1,199	-143,0
4	0,908	68,9	1,177	158,2	0,396	44,9	1,142	-163,0

```

510 PRINT "ReZg(Ohm)=",RZG
520 PRINT "-ImZg(Ohm)=",IZG
530 PRINT "
540 PRINT "ReZl(Ohm)=",RZL
550 PRINT "-ImZl(Ohm)=",IZL,,,
560 GO TO 10
570 STOP

```

NČSAV připravuje [39] Otýpka, J.:
Antény pro družicový příjem. (V tisku,
inform. 2363065, l. 298).

KY132/80	0,90	KC508	5,80	KC635	2,50	KT207/200	21,-	4046	16,20	MH15S1	4,10
KY708	5,80	KC509	6,80	KC636	2,80	MH 7400	3,10	4066	8,80	MAA 723CN	7,80
KY712	6,90	KC 307A	2,20	KC637	2,80	MH 7405	3,70	4311	19,50	UA 7915	8,80
KZ 260/..	3,10	KC 307B	2,20	KC638	2,80	MH 7490A	6,-	4518	13,40	TDB 2905	9,80
KZ 140	2,-	KC 308	2,-	KC639	3,30	MH 7493A	6,-	D8253C-5	57,-	(= 7905)	
KZ141	2,-	KC 308A	2,20	KC 640	3,50	UCY 74123	4,10	8255A	42,-	LQ 425	16,50
KC 237A	1,80	KC 308B	2,20	KF 507	4,40	MH 74154	6,-	MHB 8282	19,-	SE 5021D	1,90
KC 237B	1,80	KC 309B	2,20	KF 508	4,40	D 147D	6,80	M2764AF1	49,-	(=LED ø 5 zel.)	
KC 238	1,50	KD 135	7,40	KF 590	17,70	4001	7,40	MAA 501	4,80	TK, 18p	0,65
KC 238A	1,70	KD 136	7,40	KF 907	6,70	4002	7,40	MAA 502	5,90	TK, 15p	0,65
KC 238B	1,50	KD 138	7,40	KSY 21	6,20	4011	7,40	MAA 503	4,30	TX7822161	3,70
KC 238C	1,60	KD 139	7,80	KSY 62B	6,20	4020	14,20	MAA 741	11,-	(=patice DIL16)	
KC 148	0,90	KD 140	8,40	KSY 82	8,80	4030	7,40	MA 3000	2,80		

keramic.kondenzátory monolitické: TK 845, 22n/50V 1,80 ; TK 845, 100n/50V 2,- ; TK 842, 220n/25V 2,40

konektor CENTRONICS 36M , kabelová zástrčka 39,- Kčs / ks

Tab. 18. Parametry S tranzistoru MRF571 firmy Motorola

U_{KE} [V]	I_K [mA]	f [GHz]	S_{11E}		S_{21E}		S_{12E}		S_{22E}	
			$ S_{11} $	arg S_{11}	$ S_{21} $	arg S_{21}	$ S_{12} $	arg S_{12}	$ S_{22} $	arg S_{22}
6	5	0,2	0,74	- 86	10,5	129	0,06	48	0,69	- 42
		0,5	0,62	-143	5,5	97	0,08	33	0,41	- 59
		1	0,61	178	3,0	78	0,09	37	0,28	- 69
		1,5	0,65	158	2,0	62	0,11	44	0,26	- 88
		2	0,70	140	1,6	51	0,14	51	0,27	- 99

INZERCE

Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Magnet-Press, inzertní oddělení (inzerce ARB), Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9 linka 342, fax 23 62 439 nebo 23 53 271 a redakce AR. Uzávěrka tohoto čísla byla 2. 10. 1992, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Cena za první řádek činí 44 Kčs a za každý další (i započatý) 22 Kčs. Platba za plošnou inzerce se řídí velikostí inzerátu. Za 1 cm² plochy je stanovena cena 18 Kčs. Nejmenší velikost plošného inzerátu je 5,5 × 4 cm. Text pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

PRODEJ

Fólie do klávesnice (membránu) pro ZX Spectrum (265), ZX Spec. Plus (335), obvod ULA (225) - nejporuchovější obvod ZX Spectra. R. Buček, I. Šustaly 1083, 742 21 Kopřivnice.

OK3 - TA3 kvalitní zes. do ant. krabice. Pásmové: AZP 21-60S 30-22/2 dB (239); AZP 21-60 20/3 dB; AZP 49-50 17/3 dB; AZP 6-12 20/2 dB; AZP 1-60 20/6 dB. Kanálové: AZK.. (VHF 25/1,5 dB, UHF 17/3 dB) vše (179). AZK .. -S 35-25/2 dB (279). Od 10 ks sleva 10 %. Záruka rok. Na zakázku zádrže, slučovače atd. Přísl.: sym. člen, nap. výhybka (+35). Vývod - šroubovací uchycení - nejrychlejší, nejspolehlivější. Dobírkou: AZ, p. box 18, 763 14 Zlín 12, tel. 067/ 918 221.

starmans - electronic components

VELKOOBCHOD SE SPECIÁLNÍMI ELEKTRONICKÝMI SOUČÁSTKAMI

Prodej je zaměřen výhradně na zboží od renomovaných firem, které garantují katalogové technické parametry a spolehlivost svých výrobků a na které poskytují záruku.

Jsou to především firmy

PHILIPS
MOTOROLA
INTERNATION.RESTIFIER
KEMET
BOURNS

HANDOK
HARRIS
HEWLETT PACKARD
ANALOG DEVICES
SIEMENS

- 36 000 položek na skladovém seznamu včetně cen, který můžete obdržet na disketě
- Konzultace zaměřené na výběr ekvivalentních součástek a vytipování součástek podle základních technických parametrů
- Katalogové informace, popř. zajištění katalogů od uvedených firem
- Platba v československé měně

Zavolejte k nám .

STARMANS

tel: (02) 424280

Pátého května 1,140 00 Praha 4

fax: 427829